



**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TRABAJO DE FIN DE CARRERA

TÍTULO DEL TFC: Optimización mediante PSO del perfil resistivo de un monopolo cargado para aplicaciones UWB

TITULACIÓN: Ingeniería Técnica de Telecomunicación, especialidad Sistemas de Telecomunicación

AUTOR: José Luis Herrero Devroye

DIRECTOR: Pavel Miskovsky, José María González Arbesú

FECHA: 28 de julio de 2008

Título: Optimización mediante PSO del perfil resistivo de un monopolo cargado para aplicaciones UWB

Autor: José Luis Herrero Devroye

Director: José María González Arbesú

Director externo: Pavel Miskovsky (CTTC)

Fecha: 28 de julio de 2008

Resumen

En los últimos años ha sido imparable el auge y el uso generalizado de tecnologías como Internet, la telefonía móvil, sistemas de radionavegación, etc. En paralelo, y debido a la comodidad que conlleva, también se está produciendo una fuerte tendencia a prescindir de los cables para interconectar dispositivos que se intercambian información en un área relativamente pequeña, para pasar a usar tecnologías inalámbricas que sustituyen la función de los cables.

Actualmente ya existen varias tecnologías que ofrecen estas posibilidades como son *Bluetooth*, *WiFi* o *ZigBee*, pero a su vez se está trabajando en una tecnología emergente que permite altas tasas de transferencia de información en un entorno local, llamada de banda ultra-ancha, en inglés, *Ultra-wideband* (UWB).

Concretamente, en este trabajo se pretende analizar y diseñar una antena tipo monopolo cargado resistivamente que pueda ser empleado en aplicaciones UWB.

Mediante una técnica computacional evolutiva llamada PSO (Particle Swarm Optimization) y, usando el software de Matlab y NEC (Numerical Electromagnetics Code) para implementar las simulaciones, se buscará el perfil resistivo óptimo de manera que maximice ciertos parámetros de calidad de la antena asociados al funcionamiento en aplicaciones UWB y que se definirán en el trabajo.

Title: Particle Swarm Optimization of resistively loaded monopole for UWB applications

Author: José Luis Herrero Devroye

Director: José María González Arbesú

External director: Pavel Miskovsky (CTTC)

Date: July, 28th 2008

Overview

In last years the use of technologies like Internet, mobile telephony or radio navigation systems has noticed a strong increase.

Due to the comfort it implies, the tendence is to substitute the interconnecting cables by wireless technologies.

Nowadays there are already some technologies which provide those possibilities, like Bluetooth, WiFi or ZigBee. Moreover, a new coming up technology is being developed, providing high data transfer rates in a local environment. It is called Ultra-wideband (UWB).

The aim of this project is to analyse and design a monopole antenna loaded by a set of resistors for UWB applications.

Using an evolutive computational technique, called PSO (Particle Swarm Optimization) and, using simulation software like Matlab and NEC (Numerical Electromagnetics Code), the optimum resistive profile will be found, maximizing quality antenna parameters which made UWB applications work properly, and which will be defined in the project.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. CONTEXTO TECNOLÓGICO Y OBJETIVOS.....	3
CAPÍTULO 2. BASES DE DISEÑO DEL MONOPOLO.....	7
2.1. Definición de perfil resistivo	7
2.2. Parámetros de optimización.....	10
2.2.1. SAF	10
2.2.2. Eficiencia de radiación.....	11
CAPÍTULO 3. ESTRATEGIA DE OPTIMIZACIÓN	12
3.1. Particle Swarm Optimization (PSO).....	12
3.2. Implementación en Matlab	16
3.3. NEC	20
CAPÍTULO 4. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES	22
4.1. Elección de la serie resistiva.....	22
4.2. Optimization del perfil resistivo.....	24
4.3. Simplificación del perfil resistivo optimizado	28
4.4. Dimensión física del monopolo	28
4.5. Influencia de las tolerancias de las resistencias	30
4.6. Influencia de los elementos parásitos de las resistencias	32
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS	40
5.1. Conclusiones técnicas	40
5.2. Conclusiones personales.....	40
BIBLIOGRAFÍA	42
ANEXO I.....	44

INTRODUCCIÓN

En un mundo global con una influencia cada vez mayor de la sociedad de la información y las tecnologías de la información y la comunicación (TIC), surgen constantemente nuevos desafíos para mejorar las tecnologías ya existentes y, en definitiva, mejorar el confort y la calidad de vida de los usuarios finales.

En los últimos años ha sido imparable el auge y el uso generalizado de tecnologías como Internet, la telefonía móvil, sistemas de radionavegación, etc. En paralelo, y debido a la comodidad que conlleva, también se está produciendo una fuerte tendencia a prescindir de los cables para interconectar dispositivos que se intercambian información en un área relativamente pequeña, para pasar a usar tecnologías inalámbricas que sustituyen la función de los cables.

Actualmente ya existen varias tecnologías que ofrecen estas posibilidades como son *Bluetooth*, *WiFi* o *ZigBee*, pero a su vez se está trabajando en una tecnología emergente que permite altas tasas de transferencia de información en un entorno local, llamada de banda ultra-ancha, en inglés, *Ultra-wideband* (UWB). A modo de ejemplo, UWB se podría utilizar para conectar de manera inalámbrica cámaras de fotos o vídeo, reproductores MP3, PDA,...con un PC, o bien para reemplazar los cables en la siguiente generación de dispositivos Bluetooth, así como ofrecer conectividad inalámbrica entre un DVD y una TV. Por tanto, esta situación exige un trabajo de desarrollo de equipos y dispositivos que permitan la implementación de esta tecnología.

Concretamente, en este trabajo se pretende analizar y diseñar una antena tipo monopolo cargado resistivamente que pueda ser empleada en aplicaciones UWB.

El desarrollo del proyecto se ha llevado a cabo en el CTTC (Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya) y tiene como contexto la tesis doctoral sobre antenas UWB de Pavel Miskovsky.

El presente trabajo se ha estructurado en 5 capítulos intentando mantener un orden lógico que facilite su lectura. En el primer capítulo se plantean los objetivos concretos del trabajo así como se describe el contexto de investigación en el que se encuentra esta temática. Se comentan también las características fundamentales de UWB.

En el segundo capítulo se sientan las bases sobre las que se trabajará para el desarrollo del diseño de la antena, definiendo el tipo de perfil de resistencias para cargar el monopolo y definiendo también las funciones a optimizar en el diseño.

En el tercer capítulo se desarrolla la estrategia a seguir para la búsqueda de la solución óptima. Para ello se define el algoritmo evolutivo PSO (Particle Swarm Optimization), así como su implementación en el software de Matlab [Mat08]

que a su vez servirá de soporte para el software de electromagnetismo NEC (Numerical Electromagnetics Code) [NEC81].

En el cuarto capítulo se muestran y analizan los resultados obtenidos de las diferentes simulaciones teniendo en cuenta diversos factores a contemplar de cara a una posible implementación práctica del monopolo, como pueden ser las tolerancias de las resistencias o sus elementos capacitivos e inductivos parásitos.

Por último, en el capítulo quinto, se extraen las principales conclusiones de todo el estudio anterior y se plantean líneas de investigación futuras en este ámbito.

CAPÍTULO 1. CONTEXTO TECNOLÓGICO Y OBJETIVOS

De acuerdo con la *Federal Communications Commission* (FCC), los sistemas de banda ultraancha, UWB (*Ultra Wide Band*), son aquéllos en los que el ancho de banda de la señal radio es superior en, al menos, un 25 % a la frecuencia de la portadora, o cuando es superior a 500 MHz [FCC02].

Los sistemas UWB, también conocidos como sistemas sin portadora (*carrierless*), están basados en la transmisión de pulsos electromagnéticos de muy corta duración (típicamente inferior a 1 ns), o lo que es lo mismo, distribuidos en un ancho de banda muy grande (del orden de GHz). De lo anterior se deduce que una de las principales ventajas de estos sistemas es la dispersión de la energía de la señal transmitida en un ancho de banda muy grande, quedando incluso por debajo del nivel de ruido. Esto supone una ventaja comparativa frente a otros sistemas, tanto en el ámbito militar, por la indetectabilidad de la señal, como en el ámbito civil, ya que puede coexistir con otros sistemas de banda estrecha, ocupando sus mismas bandas de frecuencia. La información a transmitir puede ir asociada a distintas características de la señal (amplitud, fase, posición de pulsos, etc.).

La interfaz UWB ofrece tasas de transmisión muy elevadas (del orden de cientos de Mbps) en aplicaciones de corta distancia y es especialmente robusta frente a los problemas asociados a la propagación multitrayecto. Estas características hacen que la interfaz radio UWB sea especialmente adecuada para entornos domóticos o empresariales, por lo que se clasifica en las redes tipo WPAN. En la Fig. 1.1 se ubican las diferentes tecnologías sin hilos, incluida UWB, según la cobertura que pueden ofrecer y la velocidad de transmisión.

Otra ventaja es la posible sencillez de los terminales de radio: al emplear anchos de banda tan grandes no es necesario realizar conversiones a frecuencias intermedias, eliminando buena parte de la circuitería de radiofrecuencia y haciendo posible la fabricación de cabezales de radio muy simples. Sin embargo exige una referencia de sincronización muy precisa, dado que los pulsos transmitidos son muy cortos.

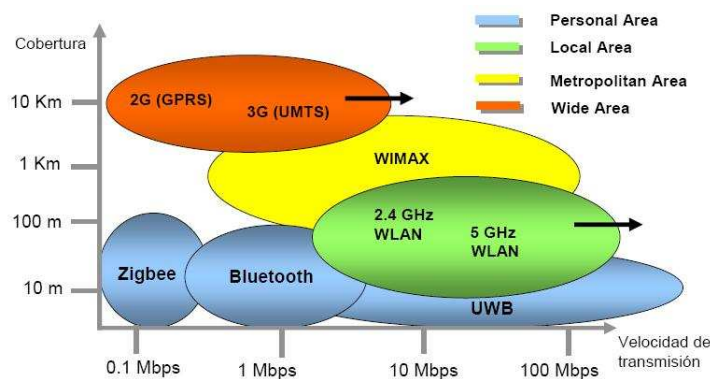


Fig. 1.1 Ubicación de las tecnologías inalámbricas [TID03]

En febrero de 2002 y como revisión de una norma anterior, los límites máximos de emisión que aprobó la FCC para las señales UWB varían según la aplicación, ya sea para interiores, exteriores, radar, etc. En la Fig. 1.2 se muestran los límites para las comunicaciones en interiores así como el límite que se proponía en la norma anterior (llamada apartado 15 en la figura) correspondiente a $-41,3 \text{ dBm/MHz}$. Uno de los sistemas que potencialmente son más vulnerables a posibles interferencias de los sistemas UWB es el sistema de posicionamiento GPS, ya que las señales recibidas, procedentes de satélites, son muy débiles. Por ello, se ha reducido el nivel máximo de emisión permitido en estas bandas específicas de frecuencias. Como se puede observar, el margen de frecuencias adecuado para estas comunicaciones es el establecido entre 3,1 y 10,6 GHz.

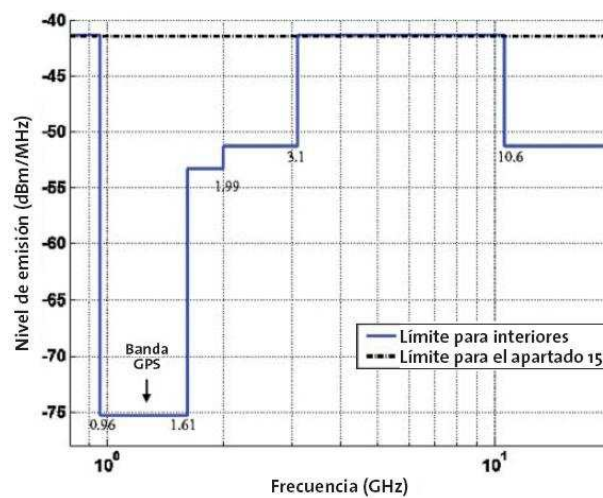


Fig. 1.2 Niveles máximos de emisión de señales UWB aprobados por la FCC [TID03]

Por lo que se refiere a la estandarización, en los últimos años UWB ha tenido varios estándares del IEEE pero actualmente está aprobado el estándar ECMA-368 [Ecma07].

Por lo que se refiere a investigación base que ofrezca elementos de partida para este trabajo, se encuentra un artículo escrito en el año 1965 por los autores Wu y King [Wu65] en el que se demuestra que con antenas cilíndricas cargadas con una distribución de impedancia variable por unidad de longitud, se puede conseguir una distribución de corriente que corresponde con una onda viajera, es decir que no existe onda reflejada, en un amplio rango de frecuencias y es, por tanto, una característica muy interesante de cara a abordar el diseño de una antena UWB. Aprovechando dicha investigación, nos marcamos como objetivo principal en este trabajo encontrar una distribución de impedancias que actúen como carga de un monopolo de manera que se tenga una óptima fidelidad de los pulsos transmitidos por la antena (factor muy importante en las comunicaciones UWB), a la vez que se mantenga una óptima

eficiencia de radiación. A modo intuitivo, la fidelidad de una antena es un parámetro que mide el parecido (o la no distorsión) del pulso transmitido por la antena en una dirección, con el pulso plantilla que idealmente debería transmitir. En términos matemáticos, la fidelidad vendría dada por la correlación cruzada entre el pulso transmitido en una dirección y el pulso de referencia [Lam94].

Las antenas cargadas por un perfil resistivo como proponen Wu-King tienen una eficiencia de radiación baja, pero varios autores [Kan78], [Ess90] han demostrado que tienen un buen funcionamiento en términos de la fidelidad de los pulsos transmitidos. Por tanto, se nos plantea un problema multiobjetivo y multidimensional ya que si se procede a dividir el hilo que configura el monopolo en varios segmentos y se intenta optimizar la resistencia de cada segmento resulta un problema con tantas dimensiones como segmentos se tengan.

A modo orientativo, se plantea la situación de tener el monopolo dividido en N segmentos a cargar cada uno de ellos con un cierto valor de resistencia. Si se considera la serie de resistencias E12, se dispone de un total de 74 valores distintos (incluido 0Ω).

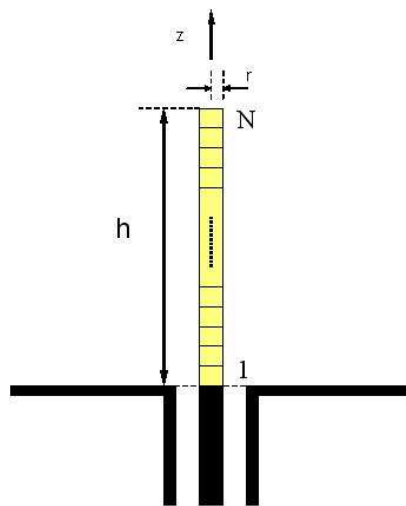


Fig. 1.3 Esquema del monopolo a diseñar

Si se calcula mediante combinatoria el número de maneras posibles de combinar ese conjunto de resistencias agrupadas en N elementos (o segmentos) resulta enseguida un número elevadísimo de combinaciones posibles.

En términos de combinatoria sería una situación de Variaciones con repetición ya que importa el orden con el que se disponen las resistencias en el monopolo y, además, se pueden repetir.

Variaciones con repetición:
$$VR_m^n = m^n \quad (1.1)$$

Por ejemplo, si se tiene dividido el monopolo en 17 segmentos (como resultará más adelante) el número de combinaciones ascendería a un orden de $5,98 \cdot 10^{31}$.

Sabiendo que una simulación como las que se han lanzado para la realización de este trabajo necesita, con un procesador *Intel Pentium 4* a 2,4 GHz, un tiempo aproximado de 20 horas y que, al programarse 70 iteraciones con 40 ensayos en cada una de ellas, se calcula que para simular un monopolo cargado son necesarios unos 25 segundos. Por tanto, si se desearan probar todas las combinaciones posibles de resistencias a lo largo del monopolo, sería necesario un intervalo de tiempo del orden de $1,5 \cdot 10^{33}$ segundos o, dicho de otra manera, $5 \cdot 10^{25}$ años que es un tiempo 15 órdenes de magnitud mayor a la edad que se cree que tiene el Universo.

Por tanto, al resultar un tiempo de cálculo necesario tan enorme para simular todas las combinaciones, se opta para abarcar el problema por trabajar con un perfil determinado de resistencias definido por una ecuación y, además, se opta por emplear un algoritmo “inteligente” (evolutivo) que reduzca el número de ensayos a realizar. En concreto y, como se comenta en el capítulo 2, el perfil escogido será de tipo parabólico ya que es bastante similar al propuesto por Wu-King y porque permite también una configuración creciente, decreciente o ambas de valores resistivos y por tanto una variedad importante de perfiles.

CAPÍTULO 2. BASES DE DISEÑO DEL MONOPOLO

2.1. Definición de perfil resistivo

Las antenas de banda ancha se caracterizan, normalmente, por mantener algunos de sus parámetros (impedancia, directividad, etc) constantes o con pequeñas variaciones en un margen grande de frecuencias.

Las primeras antenas de banda ancha que se idearon fueron las antenas de hilo largo o antenas de onda progresiva, ya que era la única manera de realizar antenas de tamaño eléctrico apreciable [Car02]. En los dipolos, siguiendo el modelo de línea de transmisión, la distribución de corriente es la que corresponde a una línea en configuración de circuito abierto, es decir, es una onda estacionaria que es el resultado de combinar una onda de corriente progresiva y otra de corriente reflejada. Sin embargo, en las antenas de onda progresiva sólo existe la primera. Esta distribución de corriente se consigue típicamente cargando el extremo del hilo con una carga adaptada a la impedancia característica del hilo.

Si las pérdidas óhmicas y de radiación en la línea son pequeñas, la onda de corriente progresiva puede considerarse de amplitud constante con un término de propagación de fase, de forma que la distribución de corriente en la antena es:

$$I(z) = I_0 e^{-j\beta z} \quad (2.1)$$

donde se asume que la antena está orientada a lo largo del eje z y se extiende desde el origen de coordenadas hacia z positiva.

Otras antenas de banda ancha que pueden construirse son dipolos de banda ancha teniendo en cuenta que cuanto más grueso es un dipolo menos varía su reactancia de entrada respecto la frecuencia, así como también lo pueden ser las bocinas y las antenas de tipo hélice.

De todas formas, como ya se ha comentado, en este trabajo se pretende diseñar el perfil resistivo de un monopolo cargado resistivamente para aplicaciones UWB.

A modo bastante genérico, se podrían definir los monopolos como antenas de hilo, constituidas de un solo brazo rectilíneo (aunque pueden tener otras configuraciones) y radiante, situadas verticalmente sobre un plano de tierra y conectadas en su base a un generador, que tiene el otro terminal conectado a tierra.

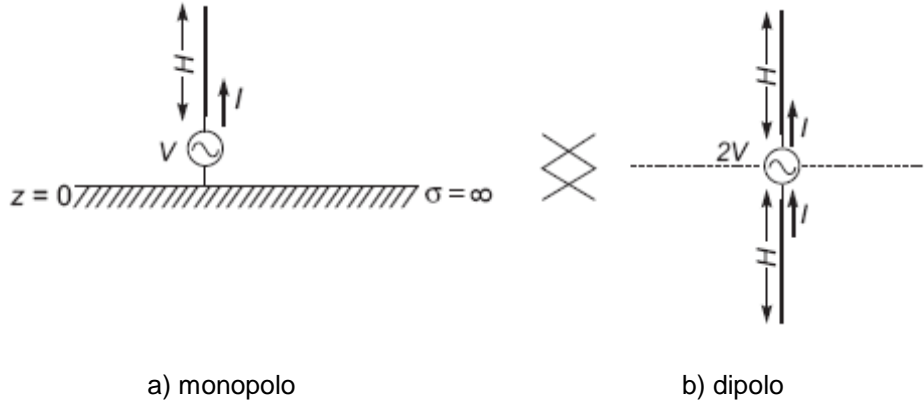


Fig. 2.1 Equivalencia monopolo dipolo

Al analizar el modelo equivalente formado por el monopolo y su imagen [Car02] el resultado es una antena tipo dipolo como las anteriormente comentadas. En el semiespacio superior los campos serán los producidos por el monopolo y su imagen, que serán los de un dipolo de brazo igual a la longitud del monopolo. Por lo tanto, dado que la distribución de corriente será la misma que la del dipolo; también lo será el diagrama de radiación.

Basándonos en el estudio de Wu-King [Wu65] y en el hecho de que varios autores [Kan78], [Ess90], han demostrado el buen funcionamiento, en términos de la fidelidad de los pulsos transmitidos [Lam94], de las antenas cargadas resistivamente, el objetivo se centrará en encontrar los valores de las resistencias que permitirán un funcionamiento óptimo del monopolo según nuestras necesidades.

Para ello, y con el fin de acotar la complejidad del problema (tal como se ha indicado en el capítulo 1), se define un perfil resistivo adecuado de manera que al encontrar unos parámetros, nos quedará definido el conjunto de resistencias solución. Dicho perfil ha sido definido como una función parabólica a lo largo de la longitud del monopolo pues permite un perfil bastante similar al propuesto por Wu-King [Wu65], si bien también admite perfiles claramente diferentes y con tendencias inversas a las teóricas.

$$R(z) = R_o \cdot (z - z_o)^2 \quad (2.2)$$

En este caso los parámetros a fijar serán R_o y z_o , siendo R_o el parámetro que ajusta la apertura de la parábola y z_o el desplazamiento de la parábola respecto al origen, es decir, el punto donde se encuentra la mínima resistencia en la antena. Teniendo en cuenta que se pretende realizar la carga con resistencias reales, los valores de $R(z)$ que se asumirán para los cálculos serán los correspondientes a los que se encuentran disponibles comercialmente en los kit de resistencias SMD. Por tanto, y considerando una longitud del monopolo de 3 cm (más adelante se evaluará como la mejor opción), $R(z)$ está limitado en el intervalo de 0 a 1 MΩ, el cual definirá un rango de R_o de 1 a $7,5 \cdot 10^9 \Omega/m^2$ y z_o de -3 a 6 cm ya que, como se muestra a continuación, estos rangos permiten evaluar una gran variedad de perfiles resistivos dentro de la

función parabólica. En la Fig. 2.2, donde se delimita la zona de influencia del monopolio, se pueden observar 3 casos extremos de posibles perfiles resistivos.

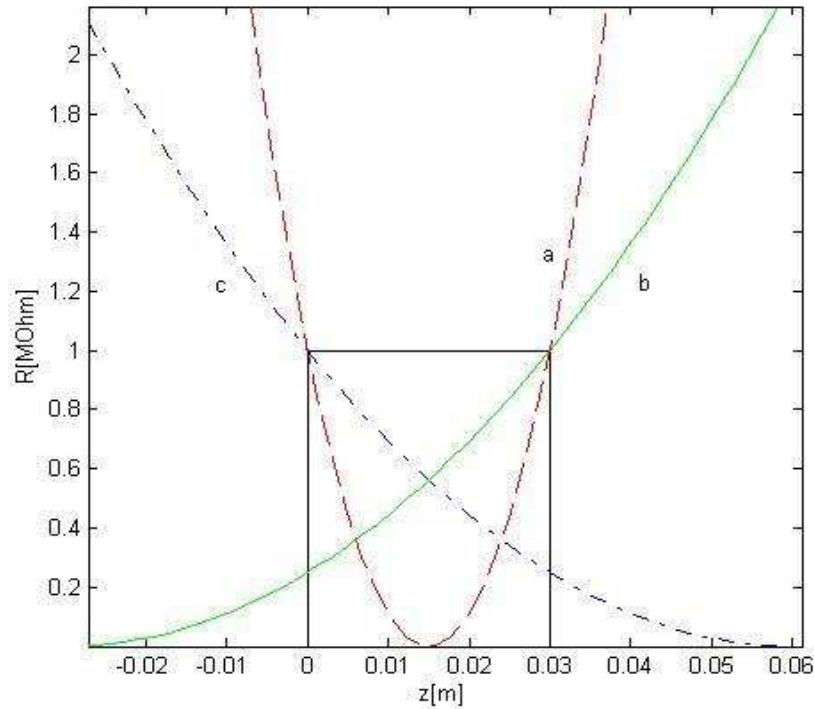


Fig. 2.2 Representación de perfiles resistivos posibles para un monopolio de 3cm de longitud y valores de R_o [Ωm/m²] y z_o [m] de $4,4 \cdot 10^9$ y 0,015 (a), $2,7 \cdot 10^9$ y -0,030 (b), $2,7 \cdot 10^9$ y 0,060 (c), respectivamente.

En la Fig. 2.2 se representan los casos de 3 curvas correspondientes a perfiles resistivos que marcan una tendencia decreciente y creciente tomando en ambos extremos del monopolio el valor máximo de resistencia, curva a), una tendencia creciente, curva b), o una tendencia decreciente representada en la curva c). Como ya se ha comentado, la expresión matemática que define estas curvas corresponde a la fórmula (2.2) y los valores de R_o y z_o para cada caso son los siguientes:

Tabla 2.1. Parámetros de las curvas de la Fig. 2.2

Curva	R_o [Ω/m ²]	z_o [m]
a	$4,4 \cdot 10^9$	0,015
b	$2,7 \cdot 10^9$	-0,030
c	$2,7 \cdot 10^9$	0,060

El criterio que se seguirá en este trabajo para evaluar si la antena tiene un buen funcionamiento se basará en tener optimizados dos parámetros que se explican en el siguiente apartado. Estos parámetros dan una idea acerca de la fidelidad de los pulsos transmitidos y de la eficiencia de radiación:

- SAF (spatially averaged fidelity)
- Eficiencia

2.2. Parámetros de optimización

2.2.1. SAF

En los sistemas de banda ultra-ancha (UWB) que usan la correlación en detección, el pulso recibido es correlado con un pulso referencia o plantilla. Por tanto, en este caso la forma recibida del pulso se convierte en uno de los parámetros claves del que dependerá el funcionamiento global del sistema. Por este motivo, y teniendo en cuenta que los parámetros clásicos de diseño de antenas de banda estrecha como la impedancia de entrada, la ganancia o el ancho de haz no son demasiado apropiados para el caso de las antenas UWB ya que pueden tener una fuerte dependencia con la frecuencia, se propone el uso de un nuevo parámetro. Este parámetro tiene la característica de ser independiente de la frecuencia y la dirección, capaz de compactar y resumir en una única cifra el funcionamiento del sistema y, en consecuencia, simplificar los correspondientes procesos de optimización en el diseño.

Dicho parámetro, llamado en inglés Spatially Averaged Fidelity (SAF) [Misk06], toma un promedio sobre una esfera imaginaria que envuelve la antena en estudio calculando la correlación cruzada del campo total radiado \vec{E} a una distancia R con un pulso de referencia T , convenientemente seleccionado, en todas las direcciones. Este pulso de referencia T puede ser una sinc, un monociclo *gaussiano*, etc. Seguidamente se procede a un promediado espacial con el objetivo de resumir en una sola cifra el carácter direccional de la forma del pulso radiado por la antena. La ecuación que define el SAF es la siguiente:

$$SAF = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \vec{E}(f, \theta, \phi) \cdot T(f) \cdot \vec{a}(\theta, \phi) df \right|^2 \sin \theta d\theta d\phi}{\int_{-\infty}^{+\infty} |T(f)|^2 df \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\vec{E}(f, \theta, \phi)|^2 df \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.3)$$

En el numerador de la ecuación (2.3), para el promediado espacial, se considera sólo la parte del total de la energía radiada del campo eléctrico \vec{E} correlado con el pulso de referencia T . El vector unitario \vec{a} indicaría la

polarización del campo eléctrico de la antena receptora. El denominador de la misma ecuación tiene un efecto de normalización por las energías del pulso de referencia y del total del campo radiado, forzando de esta manera, que el valor del SAF sea como máximo 1. Para facilitar los cálculos, el SAF se calcula en el dominio de la frecuencia, usando la misma aproximación que [Diss06].

2.2.2. Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada por la antena transmisora y la potencia del pulso suministrado por el generador. Se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{\text{Potencia radiada}}{\text{Potencia aceptada por la antena}} \quad (2.4)$$

La eficiencia de radiación es un valor que proporciona el software de NEC para cada frecuencia que se simula y, en este trabajo, se considerará una eficiencia de radiación media a lo largo de toda la banda de trabajo.

Una vez establecido el tipo de antena a diseñar y los parámetros de calidad, se plantea la necesidad de utilizar un algoritmo de búsqueda de la solución óptima, mediante sucesivas comparaciones de funcionamiento de los monopolos cargados con diferentes perfiles resistivos, hasta obtener aquél que presente un SAF y una eficiencia de radiación máximos (en caso de que se le de la misma importancia a los 2 parámetros). La problemática planteada se aborda en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 3. ESTRATEGIA DE OPTIMIZACIÓN

3.1. Particle Swarm Optimization (PSO)

El Particle Swarm Optimization (PSO) [Rah04] es una técnica computacional evolutiva, con un cierto carácter aleatorio, basada en el movimiento e inteligencia de enjambres de partículas. Este algoritmo, desarrollado por Kennedy y Eberhart en 1995 [Ken95], es considerado una herramienta efectiva para la optimización de complicados problemas multidimensionales, como podría ser el que se trata en este trabajo.

Una manera de entender este algoritmo puede ser teniendo en cuenta que está inspirado en procesos de la naturaleza.

Se puede imaginar un enjambre de abejas en un campo. Su objetivo es encontrar en el campo el emplazamiento con la densidad de flores más alta.



Fig. 3.1 Enjambre de abejas

Sin ningún conocimiento a priori del campo, las abejas empiezan en sitios aleatorios con velocidades aleatorias en busca de las flores. Cada abeja puede recordar los emplazamientos donde ha encontrado más flores, y comunicándose entre ellas conoce las posiciones donde las otras abejas han encontrado un cúmulo de flores. En este punto la abeja tiene la opción de volver al lugar donde encontró el mayor cúmulo de flores o dirigirse al sitio aportado por las otras abejas donde hay una mayor densidad de flores. La abeja acaba acelerando en una combinación de ambas direcciones alterando su trayectoria para volar en dirección entre los dos puntos, dependiendo si la nostalgia o la influencia social dominan su decisión. A lo largo del camino, una abeja quizá encuentra una posición con una mayor concentración de flores de

las que han sido encontradas previamente. Entonces esta posición sería señalada como la de mayor cúmulo de flores encontrada por el enjambre además del descubrimiento individual de la abeja. Las abejas constantemente comprueban el territorio que sobrevuelan hasta encontrar la mayor concentración de flores de todo el campo.

Una vez explicadas las ideas básicas del proceso del PSO [Rah04], mediante la imagen del enjambre de abejas, se procede a definir los términos claves de este algoritmo, así como de qué manera se pueden relacionar para la resolución de nuestro problema de optimización:

- *Partícula*: correspondería a cada una de las abejas del enjambre. En general, todas las partículas del enjambre actúan individualmente bajo el mismo principio de gobierno: acelerar hacia la mejor posición individual encontrada y hacia la mejor posición encontrada por el conjunto mientras constantemente comprueban el valor de su posición actual. Para la implementación del algoritmo en Matlab, cada *particle* (o partícula) del enjambre corresponderá a un monopolio cargado con un cierto perfil resistivo.
- *Posición*: es el emplazamiento o lugar donde se encuentra la partícula dado un espacio de soluciones posibles. En el ejemplo anterior, este parámetro *position* correspondería al par de coordenadas x-y dentro del espacio bidimensional con el que se podría modelar el campo de flores. En general, este espacio puede ser N- dimensional, con un valor mínimo y máximo en cada dimensión, y en el problema que se trata en este trabajo el espacio de soluciones será bidimensional con coordenadas R_o y z_o .
- *Función de coste (Fitness function)*: es una función que para toda posición en el espacio de soluciones devuelve un número indicativo del valor de aquella posición. Esta función es necesaria ya que el PSO se trata de una técnica computacional evolutiva y requiere de una función que evalúe la bondad de aquella posición. En el ejemplo expuesto el *fitness* sería simplemente la densidad de flores en un punto; en nuestro problema se definirá como la suma del SAF y eficiencia media (ponderados con un cierto peso) que se tiene en un cierto punto $R_o - z_o$, es decir, el SAF y eficiencia media del monopolio UWB cargado según el perfil resistivo definido por dichas coordenadas. Si se asume el mismo peso para los dos parámetros de calidad tenemos que $\omega_1=1$ y $\omega_2=1$, siendo el *fitness* definido por la siguiente ecuación:

$$f = \omega_1 \cdot \text{SAF} + \omega_2 \cdot \text{eficiencia} \quad (3.1)$$

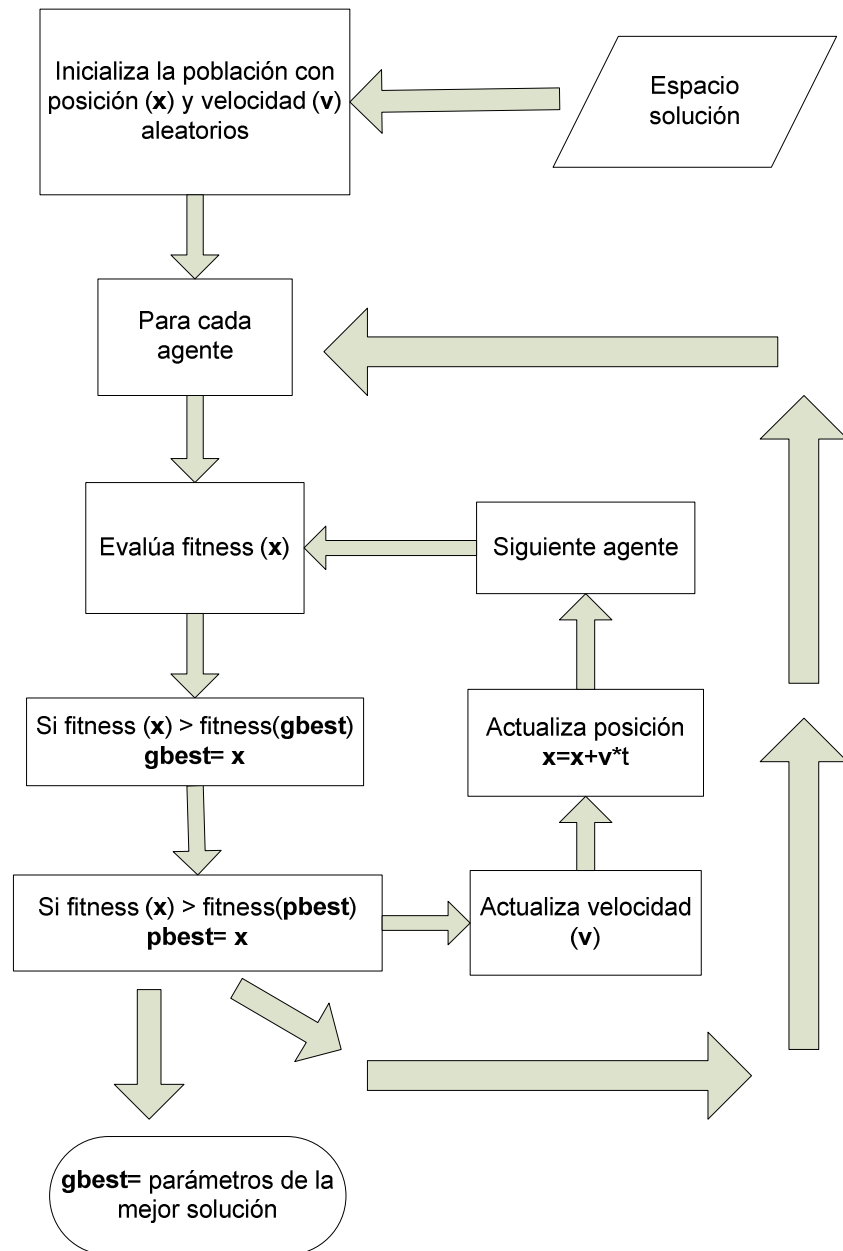
- *Pbest*: en la analogía anterior cada abeja recordaba el lugar donde individualmente había encontrado el mayor número de flores. Este lugar con el *fitness* más alto encontrado por una abeja se conoce como

personal best o *pbest*. Cada abeja tiene su propio *pbest* determinado por el camino por donde ha volado. En cada punto del camino la abeja compara el *fitness* de esa posición con su *pbest*. Si en el actual punto se encuentra un valor de *fitness* mayor, su antiguo *pbest* es sustituido por este nuevo.

- *Gbest*: es el punto con mayor valor de *fitness*, es decir, el lugar con mayor densidad de flores encontrado por el enjambre entero y, el cual, es conocido por cada abeja. Por tanto, para todo el enjambre hay un único *gbest* por el que cada abeja es atraída. En cada punto del camino recorrido por una abeja, ésta compara el *fitness* en el punto actual con el del *gbest*. Si en el actual punto se encuentra un valor de *fitness* mayor, el *gbest* es sustituido por la posición de esta abeja. Recordemos, que en nuestro caso la posición viene definida por las coordenadas $R_o - z_o$, las partículas son los diferentes monopolos cargados y el *fitness* tiene en cuenta el SAF y la eficiencia media del monopolio en cuestión.
- *GBParticle*: es el bloque de información que contiene los datos de SAF, eficiencia media, *fitness*, posición y velocidad de la partícula que se encuentra en *gbest*.

Otro aspecto a tener en cuenta es el tipo de límites que se tiene en el espacio de soluciones. Cuando una partícula alcanza uno de esos límites, se puede encontrar una “pared” de absorción, reflectora o invisible. En nuestro caso se asumirán paredes de absorción (en inglés, *absorbing walls*), lo que implica que cuando una partícula llega al límite de uno de los parámetros, la velocidad en esa dimensión se pone a cero.

A continuación, y a modo de resumen, se muestra un esquema de funcionamiento del algoritmo PSO. En la referencia [Rah04] se pueden consultar con más detalle aspectos de este algoritmo.



Esquema 1 Algoritmo PSO

3.2. Implementación en Matlab

Una vez elegida y analizada la estrategia de optimización de nuestro problema, se elige para la implementación computacional del algoritmo y presentación de resultados el lenguaje de programación Matlab [Mat08] ya que ofrece una programación bastante sencilla, un amplio soporte matemático con numerosas funciones propias y la posibilidad de representación gráfica de resultados. Matlab servirá de soporte también para el software de simulación NEC (Numerical Electromagnetics Code) [NEC81] que ejecutará los cálculos de electromagnetismo.

Para empezar la implementación se establecen una serie de parámetros fundamentales de partida que son los siguientes.

La serie comercial de resistencias elegida es la E12, es decir, la que tiene 12 valores por cada década (hasta 1 M Ω). Los valores para la primera década son los siguientes: 1 – 1,2 – 1,5 – 1,8 – 2,2 – 2,7 – 3,3 – 3,9 – 4,7 – 5,6 – 6,8 – 8,2(Ω). Esta serie suele tener una tolerancia del 10%.

La banda de trabajo, teniendo en cuenta el estándar de UWB, está comprendida entre los 2,5 y los 10,5 GHz. Las medidas de campo eléctrico radiado por la antena se computarán a una distancia de unos 5 m ya que es el tamaño de la cámara anecoica en la que se realizarían las medidas de campo radiado por la antena y porque ya estamos en campo lejano.

Se parte de una antena con un diámetro de hilo de 0,8 mm y una longitud de 3 cm. En estudios posteriores se evaluará la longitud óptima del monopolo según los objetivos establecidos.

El tipo de pulso, en el dominio de la frecuencia, con el que se alimenta el monopolo será un pulso rectangular en toda la banda de trabajo y, por tanto, corresponderá a un pulso sinc en el dominio temporal.

El *fitness* se considera tal y como se ha indicado en el apartado anterior, es decir, con idéntico peso tanto para el SAF como para la eficiencia media.

El número de agentes que constituyen el enjambre con el que se trabaja es de 40 y se estima un total de 70 iteraciones del bucle principal del PSO para hallar la solución óptima. El programa también terminaría en el caso de que el *fitness* de la mejor partícula superara el 85% del valor máximo.

Como ya se ha comentado, el espacio de soluciones es bidimensional y comprende los siguientes rangos: para R_o se asumirá un espacio en escala logarítmica (para facilitar las visualizaciones gráficas) y nos moveremos entre 1 y $7,5 \cdot 10^9 \Omega/m^2$, para z_o nos moveremos entre -3 y 6 cm. Inicialmente, los agentes se ubican de manera aleatoria con probabilidad uniforme por todo el espacio de soluciones como podría ser la de la figura siguiente:

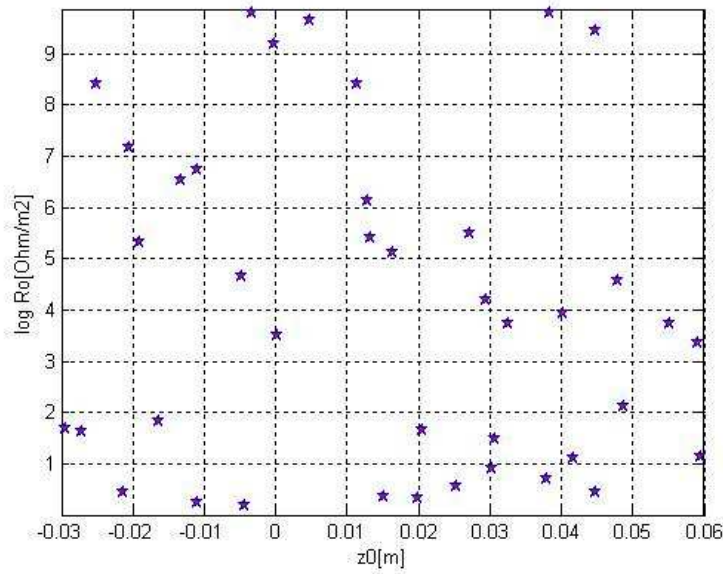


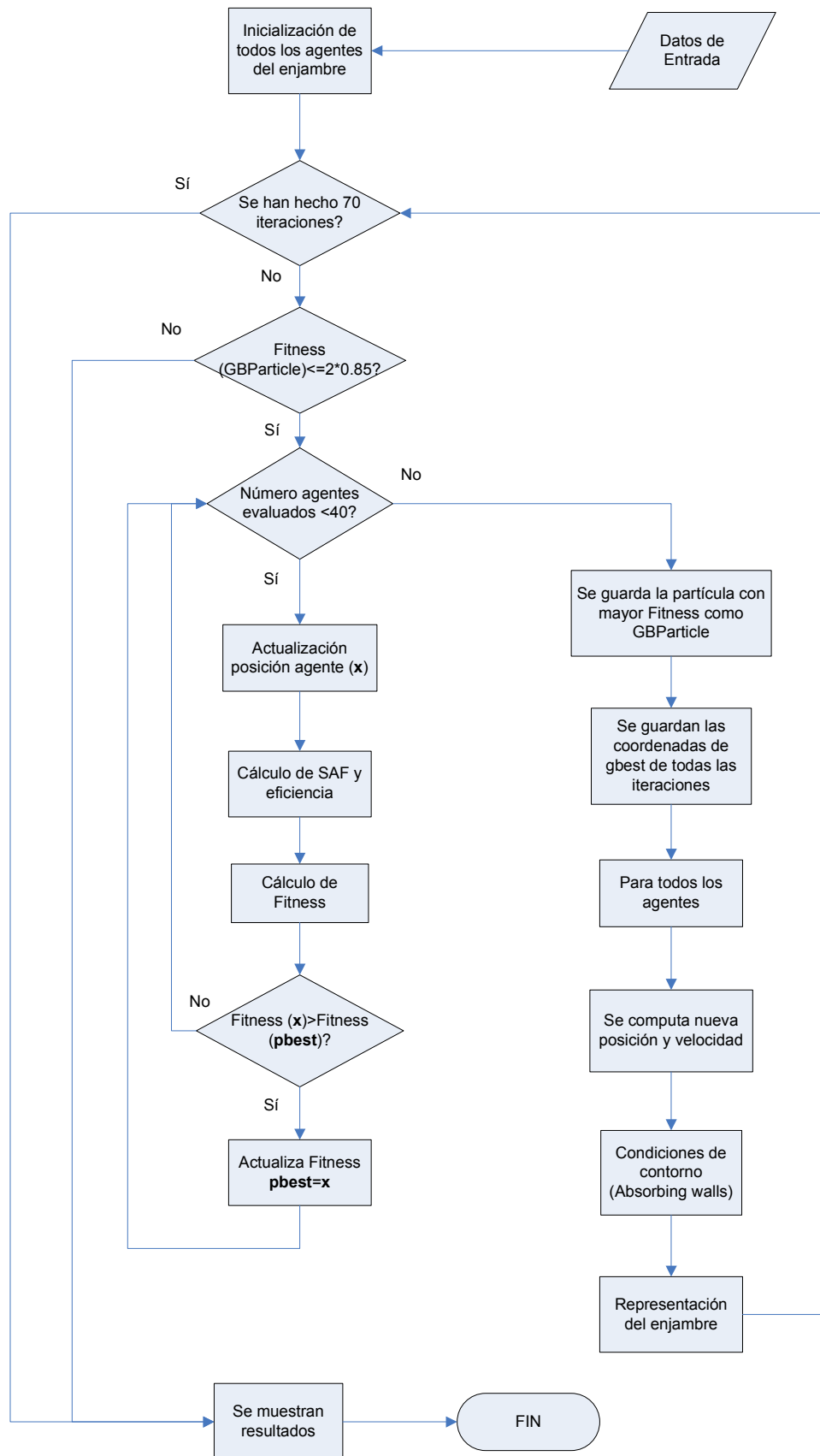
Fig. 3.2 Ejemplo de distribución inicial de los 40 agentes en el espacio $R_o - z_o$ para una simulación cualquiera

A lo largo del programa principal se llama a otras 2 funciones (o scripts de Matlab) programadas, que tienen por nombres *getSAF* () y *FindFitness3* ().

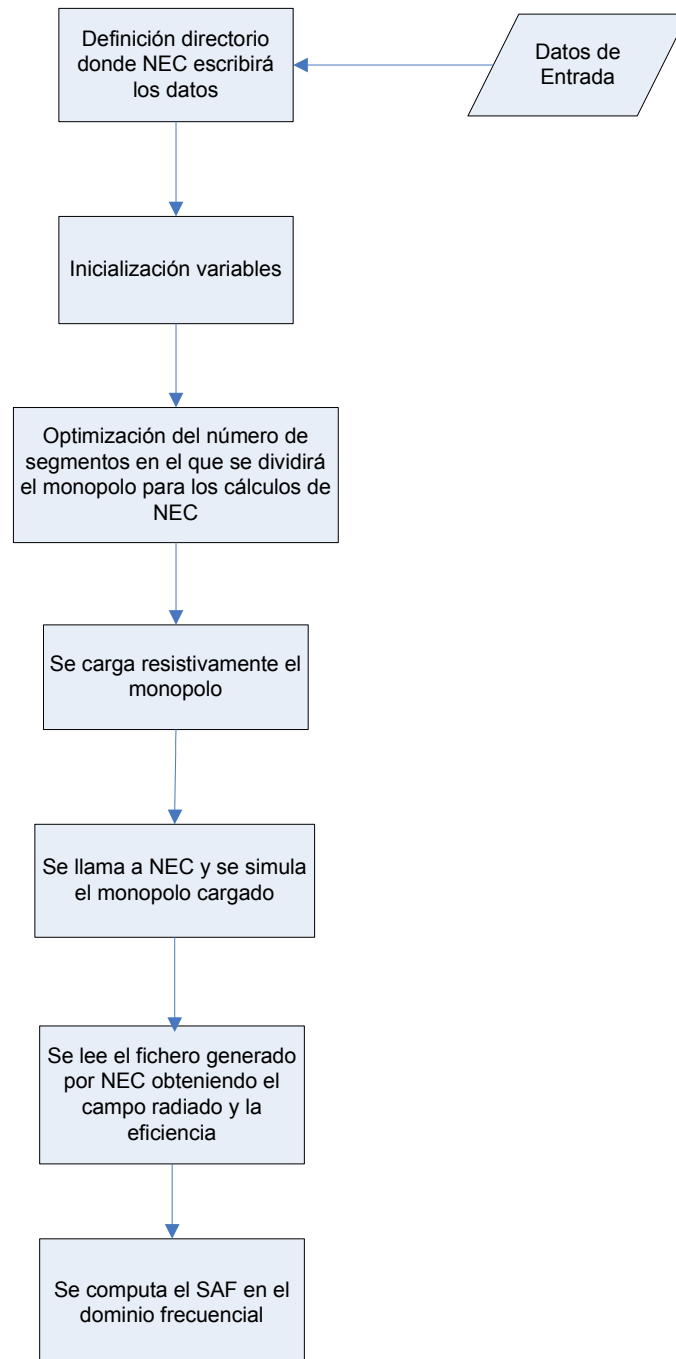
La función *getSAF* tiene como parámetros de entrada los datos de una partícula y las características generales del monopolo y devuelve fundamentalmente el SAF y un vector de eficiencias de radiación (para cada una de las frecuencias analizadas) de la partícula en cuestión. Para ello, esta función llama a otras que se comentarán más adelante: *Nseg_opt_monop* (), *NEC_gen* (), *SAF_comp_freq* () y *read_nec2* ().

La función *FindFitness3*, dadas las coordenadas de una partícula y los pesos de cada parámetro, calcula el *fitness* asociado a la partícula.

A continuación se presenta un esquema de funcionamiento del programa principal indicando los principales procesos y el flujo que siguen.

**Esquema 2** Esquema función principal

El proceso correspondiente al cálculo del SAF y de la eficiencia media se lleva a cabo mediante la rutina *getSAF* que, como ya se ha comentado, llama a otras rutinas. Un esquema de funcionamiento de esta función podría ser como el que se muestra a continuación:



Esquema 3 Esquema función *getSAF*

Como se puede observar, la mayoría de procesos de la rutina anterior están ligados al uso del software NEC por lo que se comentarán en el siguiente capítulo a la vez que se comentarán ciertos aspectos de NEC.

3.3. NEC

El software NEC (Numerical Electromagnetics Code) es un código computacional orientado al usuario para el análisis de la respuesta electromagnética de antenas y otras estructuras metálicas. Está programado en base a la solución numérica de las ecuaciones integrales que gobiernan las corrientes inducidas por fuentes o campos incidentes en estructuras metálicas [NEC81].

En la rutina *getSAF* introducida en el apartado anterior, se observa como, acto seguido de indicar a NEC donde queremos que escriba los resultados y de la inicialización de variables, se procede a llamar a otra rutina para el cálculo de la segmentación del monopolo (*Nseg_opt_monop*). Esto se debe a que los elementos básicos para el modelado de estructuras tipo hilo con NEC son segmentos rectos. Para una elección adecuada del número de segmentos que constituirán el monopolo, se consulta en la guía de usuario de NEC las condiciones que se deben cumplir, las cuales vienen dadas por las siguientes relaciones:

$$\frac{\text{longitud segmento}}{\text{longitud de onda}} = 0,1 \quad (3.2)$$

$$\frac{\text{longitud segmento}}{\text{radio hilo}} = 2,2 \quad (3.3)$$

De las relaciones anteriores, la rutina *Nseg_opt_monop* obtiene un número mínimo y máximo de segmentos posibles asumiendo para cálculos posteriores el máximo por motivos de mayor precisión en la obtención de resultados. En nuestro caso concreto se obtienen un total de 17 segmentos.

La siguiente rutina que se ejecutaría dentro de *getSAF* sería *NEC_gen* que se encarga fundamentalmente de generar el fichero de extensión .in de manera que NEC lo pueda interpretar y procesar, así como del fichero .out que contiene los resultados obtenidos de la simulación. En el fichero de entrada se escriben todas las características del monopolo, incluido el perfil resistivo que lo carga, según la estructura de código que establece NEC. Para ello se utilizan las tarjetas de datos que se describen en el anexo I.

Un ejemplo de tarjeta podría ser:

- *Loading (LD)*, es la tarjeta clave para especificar la carga en los segmentos del monopolo. Permite cargar resistivamente así como

generar circuitos serie y paralelo RLC y asumir una conductividad finita en los segmentos. La estructura de la tarjeta es la siguiente:

Card:

/2	5	10	15	20	30	40	50	60	70	80
LD	I1	I2	I3	I4	F1	F2	F3	F4	F5	F6
	L	L	L	L	ZLR	ZLI	ZLC	B	B	B
	D	D	D	D				L	L	L
	T	T	T	T				A	A	A
	Y	A	A	A				N	N	N
	P	G	G	G				K	K	K
			F	T						
The numbers along the top refer to the last column in each field.										

Fig. 3.3 Ejemplo de tarjeta *Loading*

En el campo *LDTYP* se determina el tipo de carga que se efectúa (RLC serie, RLC paralelo, resistencia...) en la segmentación.

El proceso siguiente en la rutina *getSAF* es la lectura del fichero .out generado por NEC. Dicho proceso se lleva a cabo por la función *read_nec2* la cual tendrá como parámetro de entrada el fichero .out y devolverá un vector de eficiencias de radiación de la antena en función de la frecuencia y el campo eléctrico radiado según la dirección theta y la frecuencia. Para poder ir almacenando esta información se deberá identificar en la rutina los índices de los campos del fichero .out de manera que se automatice el proceso de lectura de datos.

A continuación, y por último, se procede a calcular el SAF del monopolo simulado, mediante la función *SAF_comp_freq*, utilizando para el cálculo la fórmula (2.3) y el valor obtenido se devolverá al programa principal a través de la rutina *getSAF*.

En el capítulo siguiente se muestran y analizan los resultados más significativos obtenidos de las simulaciones.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

El objetivo de este capítulo es mostrar los resultados obtenidos de las simulaciones más representativas que se han realizado a lo largo de este trabajo y, con ello, extrayendo las conclusiones más relevantes que abran futuras líneas de investigación.

4.1. Elección de la serie resistiva

En primer lugar y respecto al tipo de resistencias que se considera para la carga del monopolio, se plantea la posibilidad de poder elegir entre varias series. Siguiendo la norma de la IEC (Internacional Electrotechnical Commission) [IEC08], las series de resistencias normalizadas y comercializadas más habituales para disipación de potencias pequeñas son las siguientes:

Tabla 4.1. Series de resistencias

E6	1.0				1.5				2.2				3.3				4.7				6.8			
E12	1.0		1.2		1.5		1.8		2.2		2.7		3.3		3.9		4.7		5.6		6.8		8.2	
E24	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
E48	1.0		1.05		1.10		1.15		1.21		1.27		1.33		1.40		1.47		1.54		1.62		1.69	
	1.78		1.87		1.96		2.05		2.15		2.26		2.37		2.49		2.61		2.74		2.87		3.01	
	3.16		3.32		3.48		3.65		3.83		4.02		4.22		4.42		4.64		4.87		5.11		5.36	
	5.62		5.90		6.19		6.49		6.81		7.15		7.50		7.87		8.25		8.66		9.09		9.53	

En la tabla anterior se muestran los valores de resistencia de la primera década, dichos valores se repiten en cada década hasta 1 MΩ.

Las tolerancias asociadas a cada serie son:

Tabla 4.2. Tolerancias

E6	20%
E12	10%
E24	5%
E48	2%

Se considera que las series E12 y la E24 tienen un paso suficientemente fino y con tolerancias razonables para las necesidades que se puedan tener en este trabajo. Haciendo una previsión de las características físicas del monopolio que

se pretende diseñar, se cree razonable en un principio que las resistencias con las que se cargue el monopolio sean tipo SMD o de montaje en superficie debido a su reducido tamaño.

Llegados a este punto, nos interesa saber si para el problema que se plantea en este trabajo sobre la optimización del perfil resistivo, existe en los resultados obtenidos de las simulaciones una diferencia notable entre elegir la serie E12 o E24.

Para ello, se procede a ejecutar una primera simulación entrando en el programa como valores de resistencia posibles los correspondientes a la serie E12 y, acto seguido, se repite la simulación con la serie E24.

A continuación se muestran dos gráficos comparativos de resultados obtenidos utilizando las dos series.

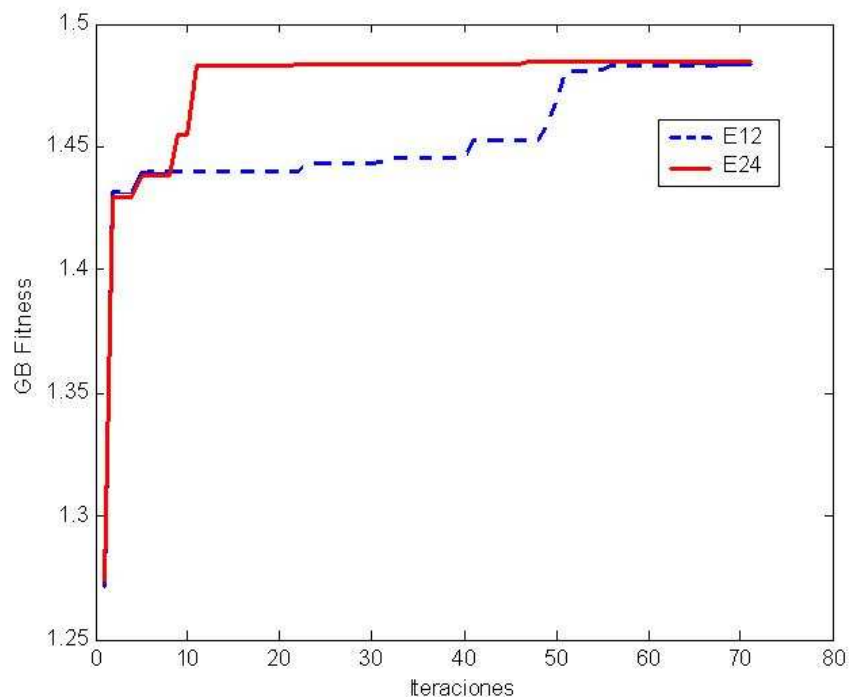


Fig. 4.1 Evolución de la mejor solución con los juegos de resistencias E12 y E24

En la Fig. 4.1 se representa la evolución de la variable GB Fitness a lo largo de las 70 iteraciones del programa principal para las series E12 y E24, tal y como se indica en la leyenda. Se puede observar cómo para los dos casos el valor máximo encontrado es el mismo con la diferencia que para E12 el algoritmo necesita más iteraciones para hallar el valor óptimo, el cual se encuentra cercano a 1,5.

A continuación, y con la solución encontrada por el programa, se representan los perfiles resultantes según la serie utilizada.

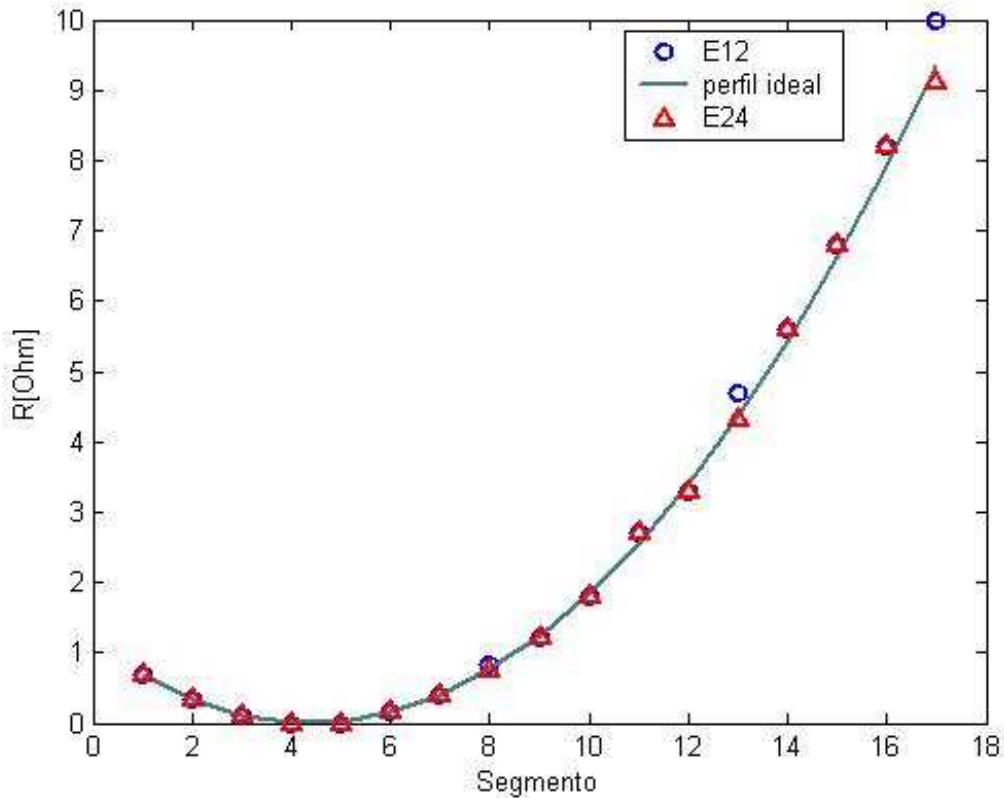


Fig. 4.2 Comparativa de perfiles resistivos: resistencia a colocar en cada segmento de la antena

Como se puede comprobar en la Fig. 4.2 apenas existen diferencias entre los perfiles resistivos para las dos series y el perfil que resulta de aplicar la fórmula con los valores de R_o y z_o obtenidos, por este motivo se concluye que la serie E12 ya satisface las necesidades de nuestro diseño en cuanto a la variedad de valores de resistencias disponibles y supone un número menor de combinaciones posibles que facilitarán al algoritmo encontrar un óptimo.

4.2. Optimization del perfil resistivo

Una vez elegida la serie de valores de resistencia entre los cuales se configurará el perfil resistivo óptimo para cargar el monopolo y asumiendo una longitud de hilo de 3 cm, se ejecuta el algoritmo de optimización según lo explicado en el capítulo 3.

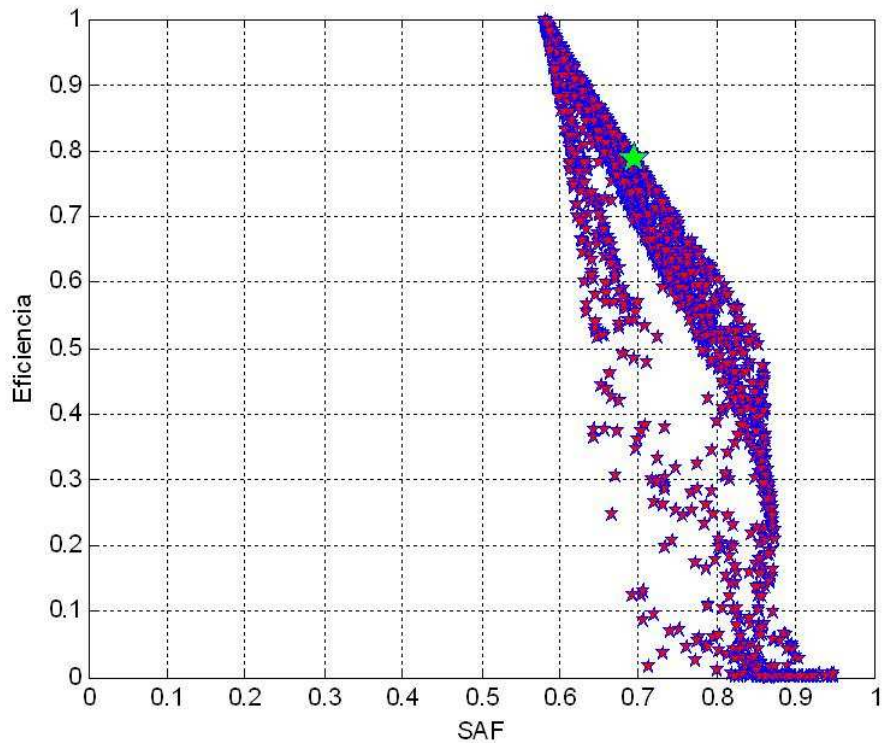


Fig. 4.3 SAF y eficiencia de radiación media de todas las partículas evaluadas

La Fig. 4.3 es una representación gráfica de la eficiencia media frente al SAF de todas las partículas evaluadas por el algoritmo. En dicha gráfica se observa un frente recto de partículas, que recibe el nombre de Frente de Pareto. Configura el conjunto de partículas más cercano al caso ideal. El Frente de Pareto, en problemas de optimización multiobjetivo que utilizan algoritmos evolutivos de búsqueda, se puede identificar como la frontera que marca el conjunto de soluciones óptimas entre las funciones objetivo.

El caso ideal sería una partícula que se encontrase en la esquina superior derecha de la gráfica, es decir, con SAF y eficiencia media iguales a 1 pero el resultado de la simulación nos ofrece como mejor partícula encontrada la que se ha resaltado en color verde dentro del Frente de Pareto y tiene las siguientes características:

Tabla 4.3. Mejor solución obtenida por el algoritmo PSO

GB Particle	
<i>Ro[Ohm/m2]</i>	18746
<i>z0[m]</i>	0,0067
<i>SAF</i>	0,69
<i>Eficiencia</i>	0,79
<i>Fitness</i>	1,48

El criterio de selección de la mejor solución está definido en la función *FindFitness3* que calcula el *fitness* asociado a una partícula teniendo en cuenta que la partícula se encuentre dentro de la banda, con un cierto ancho, de la diagonal de la gráfica SAF vs eficiencia media que se mostrará en el capítulo 4. En caso de que la partícula se encuentre fuera de esta banda, se penaliza el valor el *fitness* en un factor 0,3.

Según la solución óptima encontrada en la simulación, el perfil resistivo que cargaría los segmentos del monopolo, empezando por el más cercano a la fuente de alimentación, es el siguiente:

Tabla 4.4. Perfil resistivo de la mejor solución con E12

Segmento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
R [Ω]	0,68	0,33	0,1	0	0	0,15	0,39	0,82	1,2	1,8	2,7	3,3	4,7	5,6	6,8	8,2	10

La representación gráfica del perfil resistivo corresponde a la Fig. 4.2.

En caso de trabajar con la serie E24 el perfil resistivo óptimo obtenido hubiera sido muy similar al anterior:

Tabla 4.5. Perfil resistivo de la mejor solución con E24

Segmento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
R [Ω]	0,68	0,3	0,11	0	0	0,15	0,39	0,75	1,2	1,8	2,7	3,3	4,3	5,6	6,8	8,2	9,1

En la Tabla 4.5 se ha sombreado en gris los valores de resistencia que son diferentes respecto a los obtenidos en la Tabla 4.4 correspondientes a la serie E12 aunque las diferencias son mínimas.

Para comprobar que el algoritmo de optimización ha evaluado con cierta homogeneidad todas las zonas del espacio $R_o - z_o$ de posibles soluciones, se representa en la Fig. 4.4 la ubicación de todas las partículas que ha calculado el programa. Se observa que efectivamente se ha efectuado un barrido que no deja zonas de tamaño importante sin evaluar y que se produce un cúmulo de partículas en la zona donde se encontrará el emplazamiento óptimo. Nótese que por motivos de representación el eje correspondiente al parámetro R_o está en escala logarítmica.

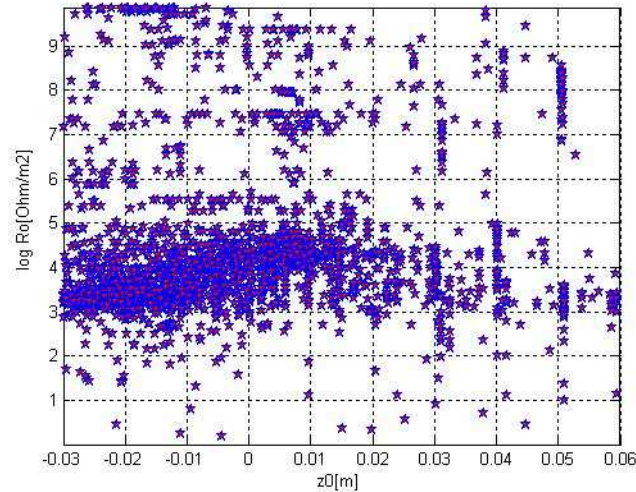


Fig. 4.4 Partículas evaluadas en el espacio $R_o - z_o$

Con objeto de comparar la mejora introducida al cargar resistivamente el monopolo, se ha simulado también un monopolo de cobre sin las resistencias del perfil encontrado y se obtiene una fidelidad media espacial de los pulsos transmitidos, SAF, de 0,58, es decir, alrededor de un 16% menos del SAF que tiene el monopolo cargado.

En otras palabras, el hecho de cargar adecuadamente la antena supone una mejora de la fidelidad ponderada espacialmente (SAF) de los pulsos transmitidos que tendríamos sin cargar. A cambio, debido a la colocación de resistencias a lo largo de la antena, se produce una pérdida de eficiencia de radiación ya que, idealmente, si se considera una conductividad infinita del metal de la antena, la eficiencia es del 100%.

En la situación de tener el monopolo directamente conectado a la fuente sin adaptación y considerando una impedancia de generador de 50Ω , la eficiencia en toda la banda de trabajo seguiría la evolución de la Fig. 4.5. Cabe destacar que NEC calcula directamente el valor de la eficiencia de la antena para cada frecuencia en la que se simula el monopolo. Dicho valor se va escribiendo en el fichero .out que se genera. A posteriori, se hace una media de la eficiencia para toda la banda frecuencial.

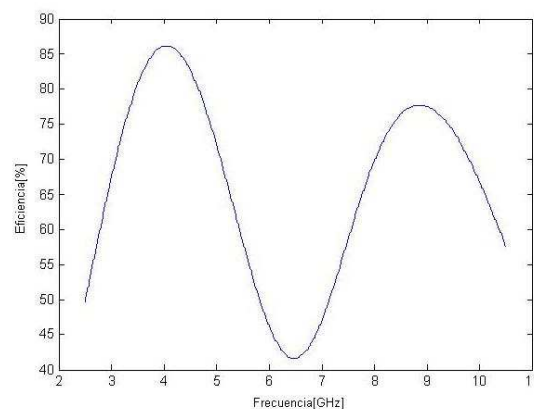


Fig. 4.5 Eficiencia según frecuencia para un monopolo no cargado con impedancia de generador. Eficiencia media igual a 65%

4.3. Simplificación del perfil resistivo optimizado

En la Fig. 4.6 se ilustra el efecto que tiene sobre la eficiencia media y el SAF del monopolo el hecho de ir prescindiendo de las resistencias de menor valor, obtenidas en el perfil óptimo, empezando por la más cercana al punto de alimentación. Tal y como ya se ha comentado, se puede observar que el valor de la eficiencia media aumenta a medida de que se eliminan resistencias mientras que el SAF tiene el comportamiento opuesto. A partir de que se empiezan a eliminar 9 resistencias, el valor de SAF disminuye considerablemente.

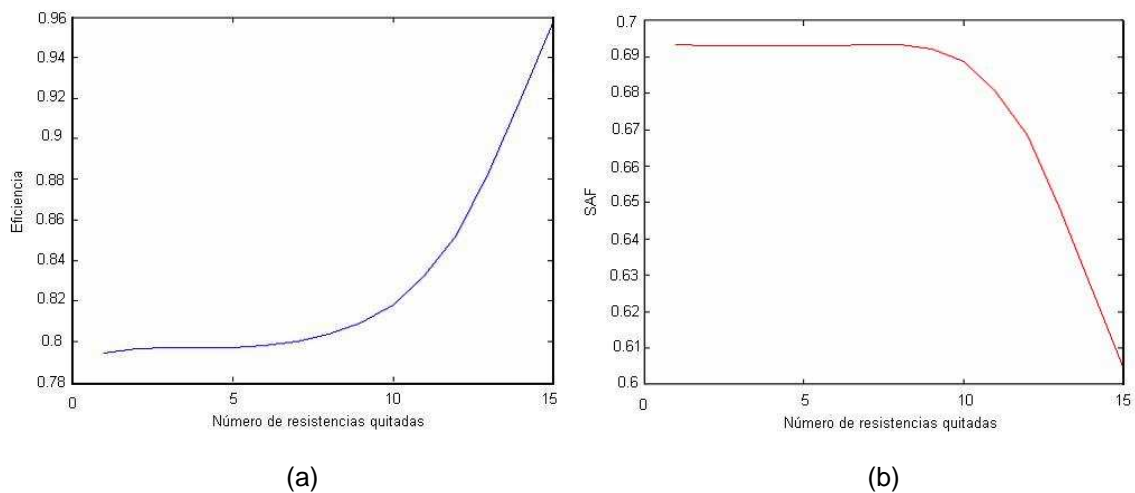


Fig. 4.6 Evolución de la eficiencia media (a) y SAF (b) del monopolo según el número de resistencias de las que se prescinde (se comienza por la más cercana a la fuente de alimentación)

Por tanto, se puede concluir que en nuestra antena se puede prescindir de las 8 primeras resistencias, factor que simplificaría la fabricación sin alterar apreciablemente sus características.

4.4. Dimensión física del monopolo

Una vez obtenida la optimización del perfil resistivo para un monopolo de longitud 30 mm, se realizan varias simulaciones correspondientes a monopolos de distintas longitudes, próximas a los 30 mm, con el objetivo de evaluar si es posible mejorar las cifras de eficiencias medias y de SAF. Se muestran a continuación los Frentes de Pareto correspondientes a longitudes del monopolo de 25, 28, 35 y 38 mm.

Para facilitar la comparación de resultados se ha indicado en cada gráfica, mediante una línea discontinua, la situación del Frente de Pareto en el caso del monopolo de longitud de hilo igual a 30 mm.

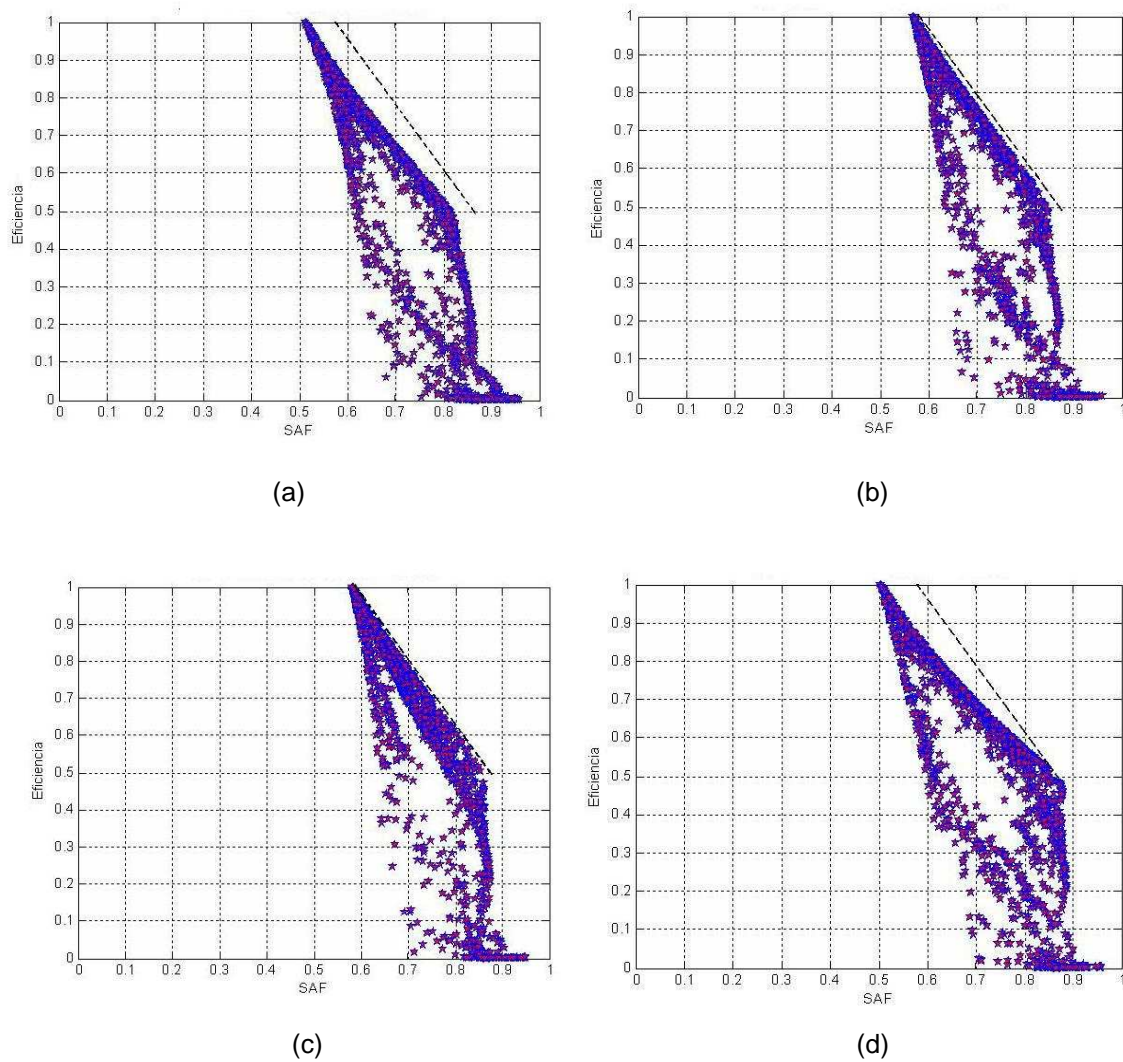


Fig. 4.7 Frente de Pareto para cuatro longitudes de monopolo (a) $h=25$ mm, (b) $h=28$ mm, (c) $h=35$ mm y (d) $h=38$ mm comparado con el Frente de Pareto del caso $h=30$ mm (línea discontinua)

Las simulaciones de la Fig. 4.7 corresponden a longitudes de monopolo que son mayores y menores que 30 mm y en ningún caso se obtiene un resultado o un Frente de Pareto mejor que para el caso de longitud igual a 30 mm. En los casos (b) y (c) se obtiene prácticamente lo mismo que lo que se tenía en un principio y en los casos (a) y (d) se percibe un empeoramiento de los parámetros de calidad de la antena. En concreto, las mejores partículas obtenidas se muestran en la Tabla 4.6 y la Tabla 4.7.

Tabla 4.6. Mejor solución obtenida por el algoritmo PSO para $h=25$ mm

GB Particle (a)	
<i>SAF</i>	0,65
<i>Eficiencia</i>	0,75
<i>Fitness</i>	1,40

Tabla 4.7. Mejor solución obtenida por el algoritmo PSO para $h=38$ mm

GB Particle (d)	
<i>SAF</i>	0,65
<i>Eficiencia</i>	0,75
<i>Fitness</i>	1,41

Por el momento no se tiene una explicación exacta y analítica que justifique el resultado obtenido, se concluye de manera empírica que la longitud del monopolo elegida inicialmente es la mejor opción.

4.5. Influencia de las tolerancias de las resistencias

Como ya se ha comentado anteriormente, todas las series de resistencias llevan implícita una determinada tolerancia de su valor nominal. Es por ello que para comprobar el impacto que puede tener este aspecto sobre el funcionamiento del monopolo se ha programado una rutina que tiene como entradas los parámetros que definen el perfil resistivo, y la tolerancia máxima de las resistencias. De esta manera, partiendo del caso de resistencias ideales, la rutina va generando errores aleatorios, con estadística uniforme, para añadir al valor nominal de cada resistencia que se utiliza para cargar el monopolo y, a continuación, calcular su SAF y eficiencia media. Este proceso se realiza 100 veces, es decir, se cargan 100 monopolos con el mismo perfil resistivo pero añadiendo un cierto valor aleatorio de error en las resistencias y se representan en las gráficas de la Fig. 4.8. Se ha simulado el caso para tolerancias máximas de 5 y 10% y el caso extremo (de nulo carácter práctico) del 100%.

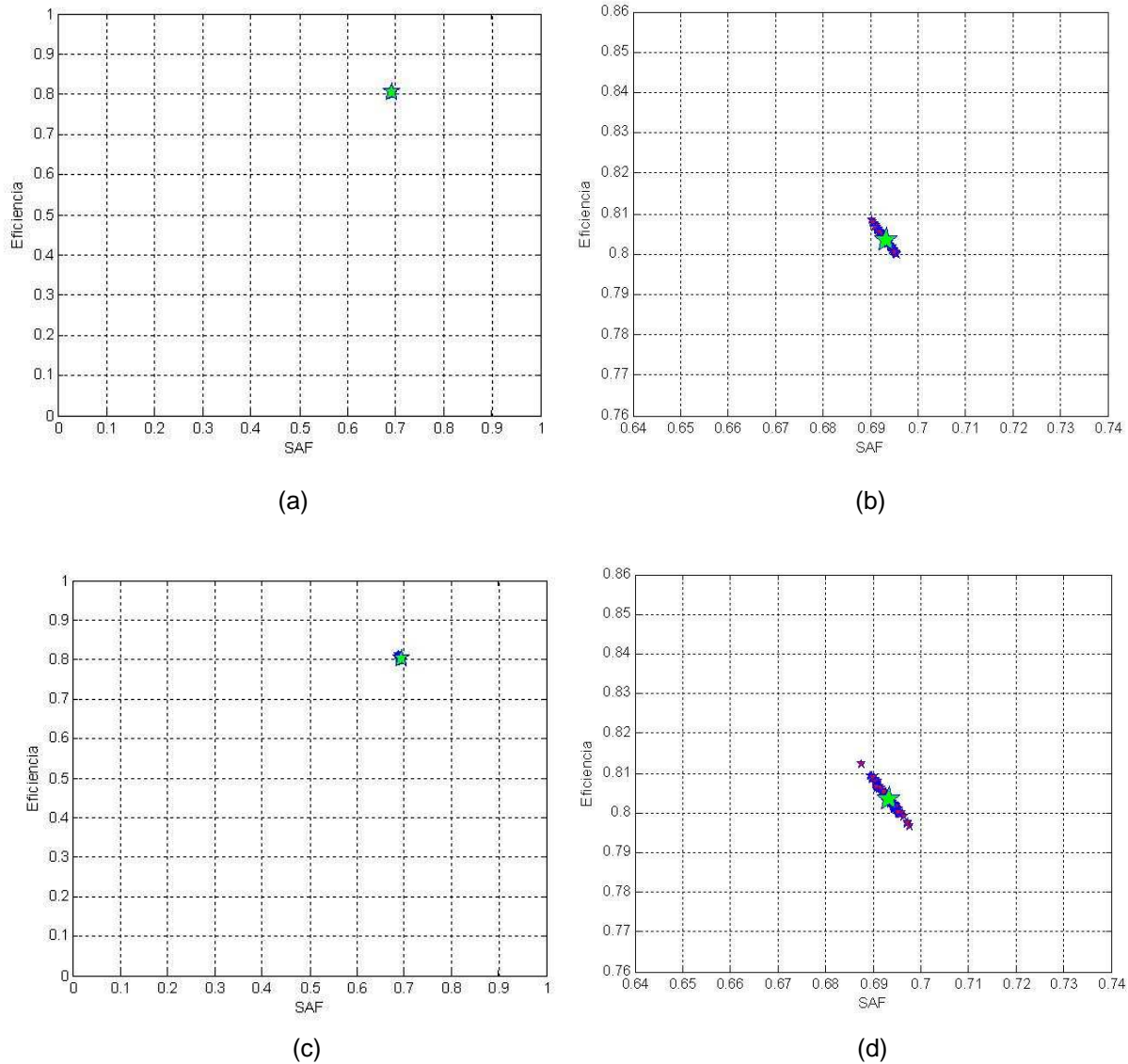


Fig. 4.8 Variación de SAF y eficiencia media según la tolerancia de las resistencias de carga (a) 5 %, (c) 10%, (b) y (d) ampliaciones de las gráficas (a) y (c) respectivamente. La partícula que destaca con la estrella de color verde representa el monopolo cargado con resistencias de tolerancia igual a 0%

Por razones prácticas y debido a la escasa influencia de las primeras resistencias del perfil resistivo encontrado, estas simulaciones se han llevado a cabo cargando los monopolos a partir de la resistencia nº 9, de valor $1,2 \Omega$, del perfil encontrado como óptimo. En los zoom se observa como las partículas se disponen de manera bastante simétrica en ambos lados de la partícula sin error en las cargas (señalada con la estrella de color verde) y, se observa también, cómo el efecto de dicha tolerancia apenas afecta el funcionamiento del monopolo con carga óptima.

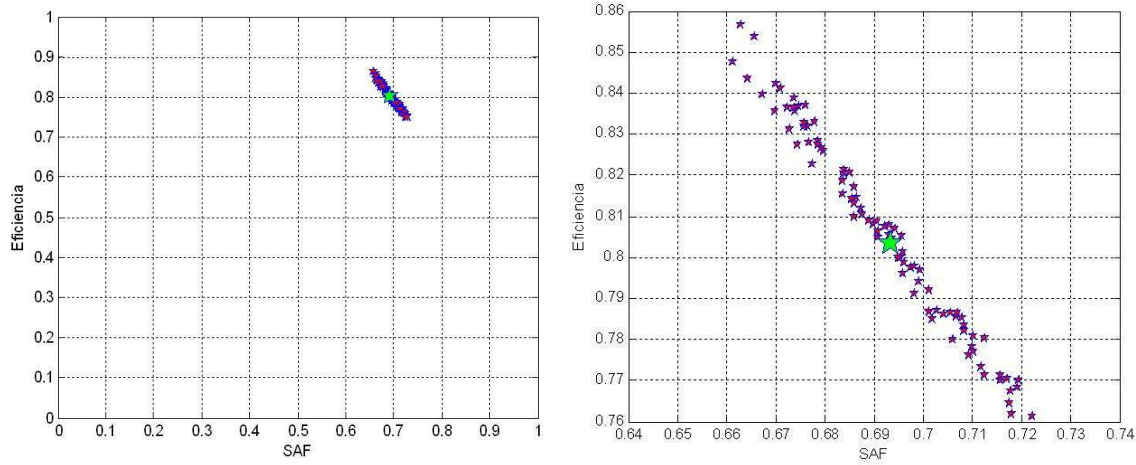


Fig. 4.9 Variación de SAF y eficiencia media con una tolerancia en las resistencias de 100%

4.6. Influencia de los elementos parásitos de las resistencias

Otro aspecto importante a analizar en relación a las resistencias con las que se carga el monopolo es el hecho de que, por construcción, llevan siempre implícitos unos efectos parásitos de carácter inductivo y capacitivo. La capacitancia está formada por el cuerpo dieléctrico cerámico de la resistencia y los contactos metálicos y la inductancia resulta de la propia estructura conductora de la resistencia. Debido a las altas frecuencias de trabajo para las que se diseña la antena, estos efectos tomarán una relevancia notable ya que la impedancia equivalente de un condensador y la de una inductancia están directamente relacionadas con la frecuencia de trabajo.

$$Z_c = \frac{1}{j2\pi f C} \quad (4.1)$$

$$Z_L = j2\pi f L \quad (4.2)$$

En un principio, el modelo equivalente resultante de una resistencia sería el condensador (C) en paralelo con la resistencia (R) y en serie la inductancia (L). El valor del condensador sería del orden de 1pF y el de la inductancia del orden de 1nH que corresponden a los órdenes de magnitud indicados por varios fabricantes. Por tanto, para una frecuencia de 6 GHz, frecuencia central de nuestra banda de interés, tenemos que Z_c es del orden de 25 Ω y Z_L de 40 Ω .

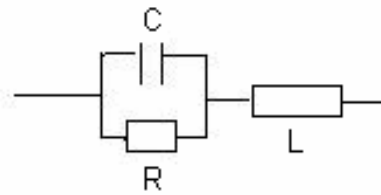


Fig. 4.10 Circuito equivalente de una resistencia SMD

Con el fin evaluar cómo afectan en nuestro sistema cada uno de estos efectos, se lanza una simulación para encontrar el perfil óptimo de resistencias teniendo en cuenta el condensador y la inductancia parásita de cada una de las resistencias. Para ello, como se comenta en el capítulo 3, se utilizan combinados los tipos de carga, *LDTYP*, 1 y 0 de la tarjeta Loading (LD) para configurar el circuito de la Fig. 4.10. En la Fig. 4.11 se observa el efecto que tiene sobre la partícula óptima (representada con una estrella grande de color verde) encontrada el hecho de tener en cuenta dichos efectos parásitos (partícula representada con una estrella pequeña de color oscuro).

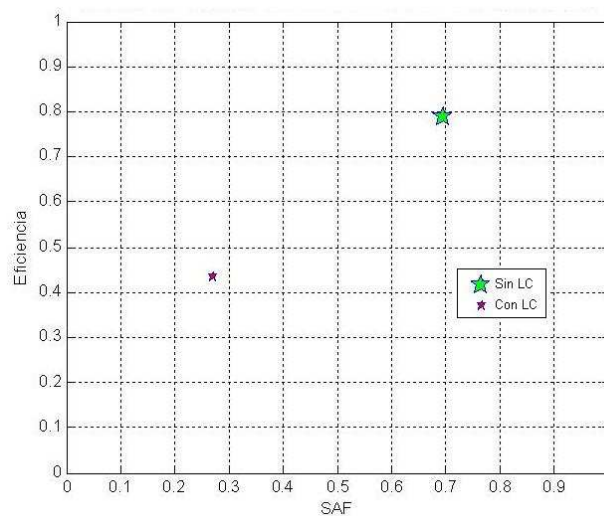


Fig. 4.11 Variación de SAF y eficiencia media entre la solución ideal sin parásitos y con el modelo que incuye sus parásitos ($L = 1 \text{ nH}$ y $C = 1 \text{ pF}$)

Se observa cómo la pérdida de calidad en el funcionamiento de la antena es muy importante y, por tanto, se procede a utilizar de nuevo el PSO para encontrar un nuevo perfil resistivo considerando los efectos parásitos de L y C . En la Fig. 4.12 se muestra el resultado de la simulación:

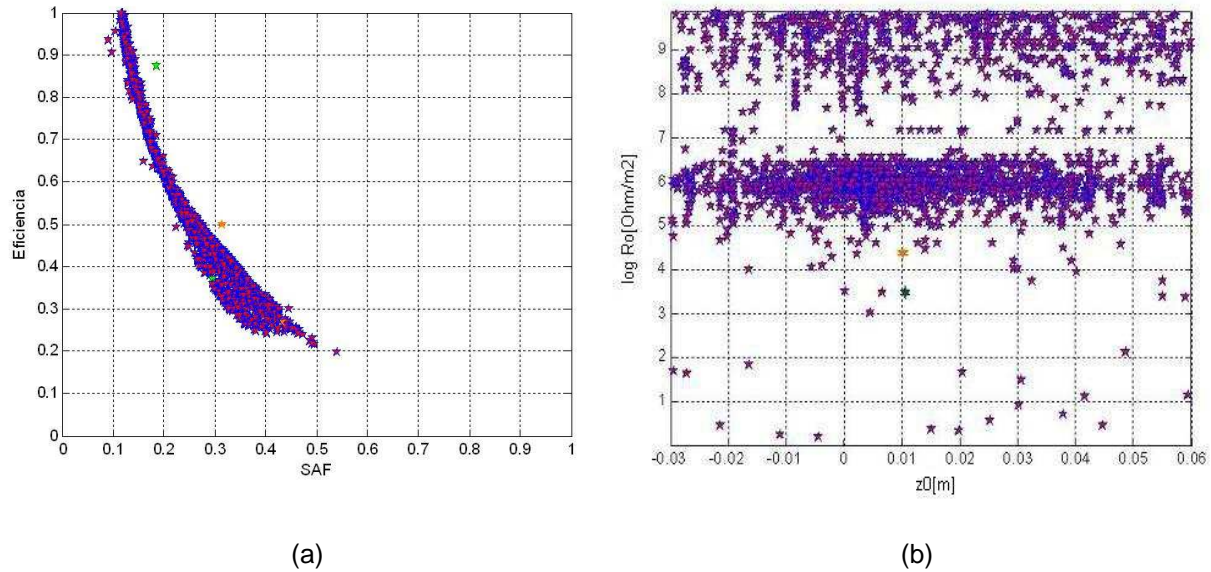


Fig. 4.12 SAF y eficiencia media de radiación de todas las partículas evaluadas (a) y partículas evaluadas en el espacio $R_o - z_o$ (b) teniendo en consideración los elementos parásitos de las resistencias

Tabla 4.8. Perfil resistivo óptimo considerando los elementos parásitos de las resistencias

Segmento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
R[Ω]	6,8	1,2	0,33	4,7	15	33	56	82	120	150	180	220	270	330	390	470	560

En la Fig. 4.12 (a) se aprecia claramente un empeoramiento del comportamiento de la antena, tal y como revela la curvatura y alejamiento del Frente de Pareto de la esquina superior y derecha de la Fig. 4.12 (a) y, por tanto, pudiéndose considerar este caso no aceptable para nuestro diseño ya que no se alcanza ni un *GB Fitness* de 0,75. En la Fig. 4.12 (b) se puede observar cómo las partículas tienden rápidamente a acumularse en dos franjas del espacio $R_o - z_o$ y que queda alguna zona sin explorar.

En consecuencia, se busca una alternativa que pueda paliar este inconveniente y se consideran las resistencias de *BCcomponents* [Blu97] diseñadas para aplicaciones de alta frecuencia como la de este trabajo. Tal y como se explica en [Blu97] el modelo equivalente de estas resistencias es el siguiente:

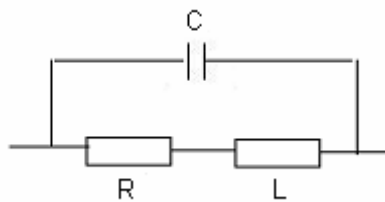


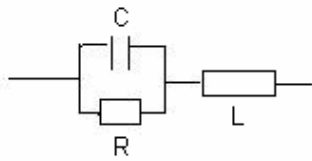
Fig. 4.13 Circuito equivalente de una resistencia comercial de BCcomponents considerando sus parásitos

Teniendo en cuenta el orden de las resistencias del perfil resistivo encontrado en un principio, se puede asumir según [Blu97] aproximadamente un valor de condensador igual a 35 fF y de inductancia igual a 0,875 nH.

Llegados a este punto nos encontramos con el problema de que con NEC no se puede implementar la configuración de la Fig. 4.15, por lo que se debe analizar si, para el contexto de órdenes de magnitud en el que estamos, existe una equivalencia con el modelo que sí es realizable con NEC.

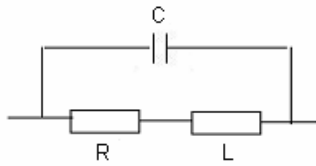
Para ello y usando la Transformada de Laplace para elementos pasivos, se calcula la impedancia equivalente en el dominio complejo de Laplace para los circuitos de la Fig. 4.10 y Fig. 4.13.

Modelo 1:



$$Z_{eq} = \frac{RLCs^2 + Ls + R}{RCs + 1} \quad (4.3)$$

Modelo 2:



$$Z_{eq} = \frac{R + Ls}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (4.4)$$

Una vez calculadas las dos expresiones equivalentes se representan gráficamente, con la ayuda de Matlab, la parte real, la parte imaginaria y el módulo en función de la frecuencia de la impedancia global para las dos configuraciones y, de esta manera, poder determinar si hay alguna equivalencia entre ellas.

Se hacen las representaciones manteniendo los valores de L y C y para 3 valores de R, en concreto, 5, 50 y 250 Ω. La inductancia L tienen un valor de 0,875 nH y la capacitancia C es igual a 35fF.

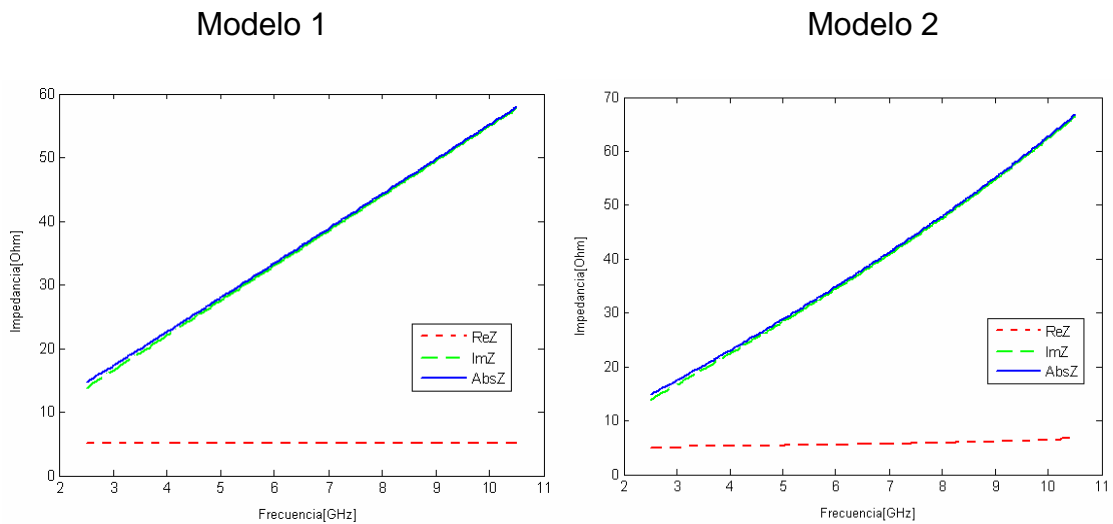


Fig. 4.14 Parte real, imaginaria y módulo para $R=5\ \Omega$, $L=0,875\text{nH}$ y $C=35\text{fF}$

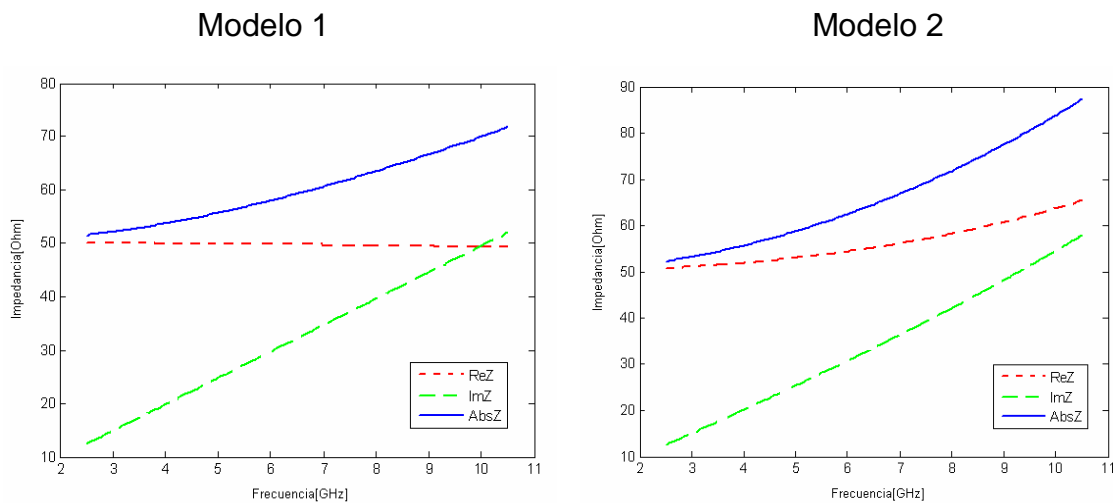


Fig. 4.15 Parte real, imaginaria y módulo para $R=50\ \Omega$, $L=0,875\text{nH}$ y $C=35\text{fF}$

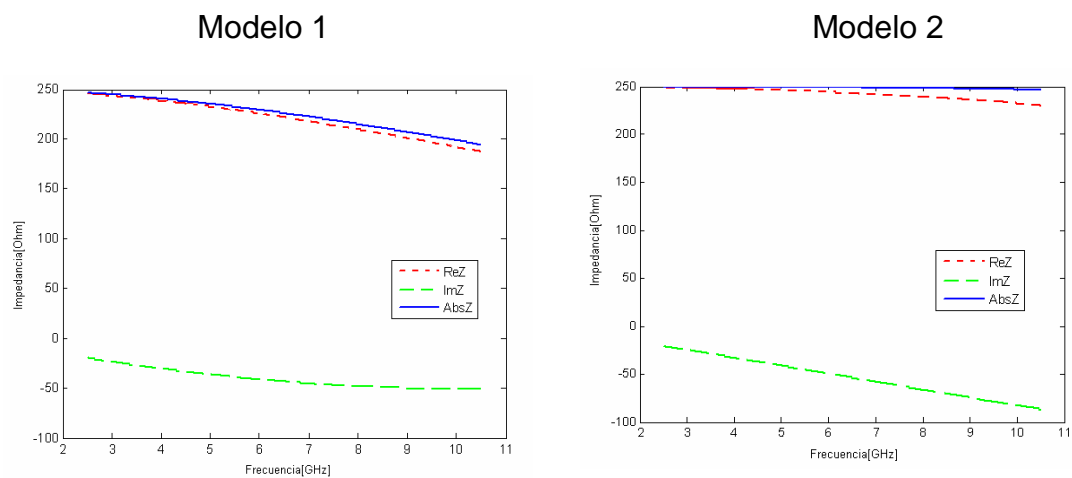


Fig. 4.16 Parte real, imaginaria y módulo para $R=250\ \Omega$, $L=0,875\text{nH}$ y $C=35\text{fF}$

A partir de las gráficas anteriores, se podría afirmar que para valores de resistencia bajos, los dos circuitos son casi equivalentes pero a medida que la resistencia es mayor ya se detectan más diferencias entre las partes real e imaginarias (con mayor intensidad para las frecuencias más altas). En concreto, para el caso de $R = 5 \, \Omega$, se observa que la equivalencia es prácticamente total mientras que, para el caso de $R = 50 \, \Omega$, se aprecia como la parte real de la impedancia del Modelo 2 aumenta hasta los $60 \, \Omega$ cuando estamos por encima de los $7 \, \text{GHz}$. Por el contrario, en el caso de $R = 250 \, \Omega$, se aprecia como la parte real del Modelo 1 disminuye hasta los $200 \, \Omega$ cuando nos encontramos en frecuencias a partir de unos $9 \, \text{GHz}$.

Con esta información sabemos que para resistencias del orden que ha salido en el perfil resistivo ideal, los dos modelos son casi equivalentes y, por tanto, al simular con NEC con el Modelo 1 no estaremos cometiendo un error de cálculo importante.

En la siguiente representación se observa el efecto que tiene sobre la partícula óptima encontrada (representada con una estrella grande de color verde) el hecho de tener en cuenta dichos efectos parásitos (partícula representada con una estrella pequeña de color oscuro).

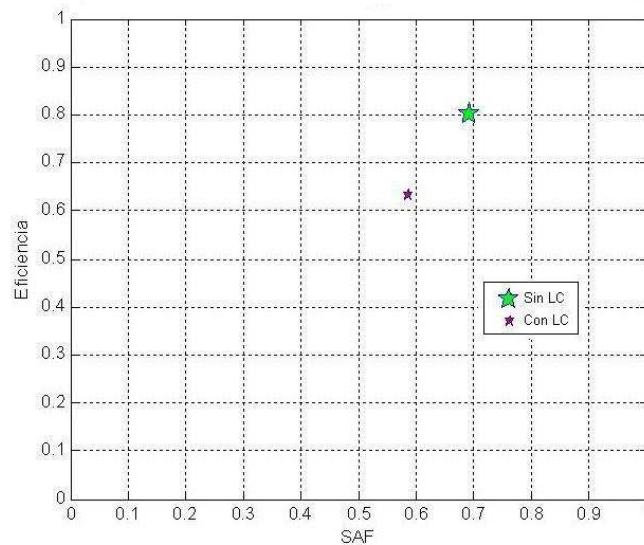


Fig. 4.17 Variación de SAF y eficiencia media entre la solución ideal sin parásitos y con el modelo que incluye sus parásitos ($L = 0,875 \text{ nH}$ y $C = 35 \text{ fF}$)

En este caso, la pérdida de calidad en el funcionamiento de la antena no es tan acusada como el caso de la Fig. 4.11 pero es considerable. Se disminuye el SAF de $0,69$ a $0,59$ y la eficiencia media de $0,79$ a $0,63$, respecto al caso de considerar resistencias sin efectos parásitos.

Como en la situación anterior, se procede a utilizar de nuevo el PSO para encontrar un nuevo perfil resistivo considerando los efectos parásitos de L y C .

En la Fig. 4.18 (a) se observa como el Frente de Pareto se ubica de manera aproximadamente vertical en el diagrama y que existe una partícula mejor que el algoritmo no escoge dada la función de coste especificada.

En la Fig. 4.18 (b) se puede observar cómo las partículas en el espacio de soluciones tienden rápidamente a ubicarse en la zona de la solución óptima cercana a la esquina superior derecha, dentro de los límites marcados para el espacio $R_o - z_o$ de soluciones.

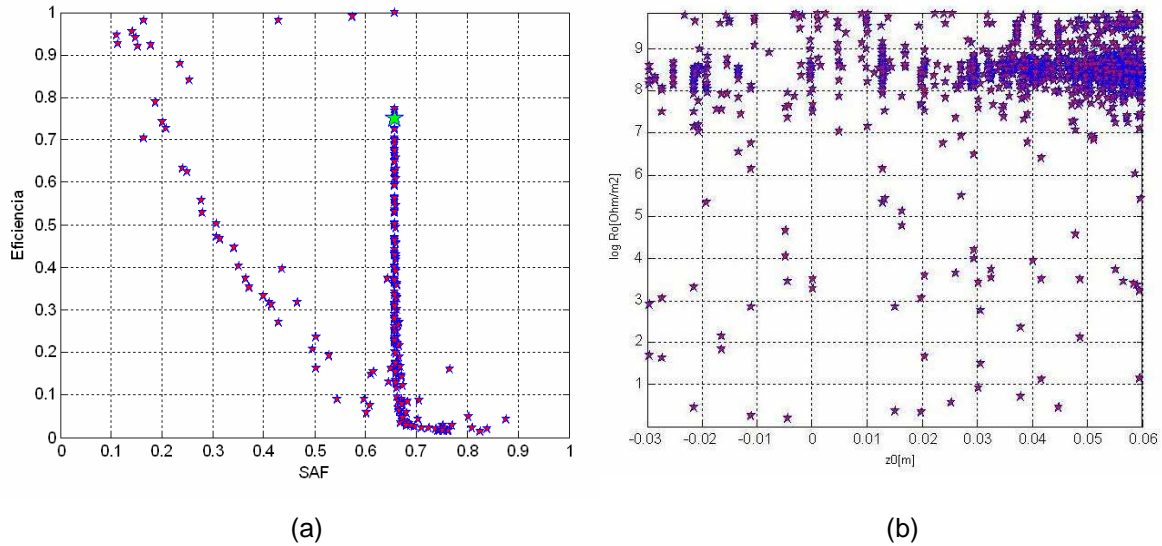


Fig. 4.18 SAF y eficiencia media de radiación de todas las partículas evaluadas (a) y partículas evaluadas en el espacio $R_o - z_o$ (b) considerando los efectos parásitos modelados por la Fig. 4.13

Tabla 4.9. Mejor solución obtenida por el algoritmo PSO

GB Particle	
$Ro[Ohm/m^2]$	2,6219e+008
$z0[m]$	0,0597
SAF	0,66
Eficiencia	0,75
Fitness	1,41

Tabla 4.10. Perfil resistivo

Segmento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
R[kΩ]	820	820	820	820	680	680	560	560	560	470	470	390	390	330	330	270	270

A priori, el SAF y la eficiencia media de la mejor partícula obtenidos de la simulación son bastante aceptables pero hay que tener en cuenta el tipo de perfil resistivo resultante. Se trata de unas resistencias de valor muy elevado lo que con toda seguridad implicará un aumento de la inductancia parásita [Blu97] y, por tanto, dejaría de ser válido el valor previo de 0,875 nH. Acerca del perfil resistivo obtenido, se comprueba cómo tiene una tendencia decreciente y que los valores tan elevados de resistencia se pueden deber para compensar las impedancias surgidas de los elementos parásitos a las frecuencias de trabajo. En el hipotético caso de que la inductancia fuera la misma para estas resistencias, se podría probar de realizar una implementación práctica del diseño. Sin embargo es poco probable que esto sea así, por lo que un diseño práctico en el que se empleen resistencias comerciales será de escasa utilidad al poseer peores características que un monopolio sin cargas.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS

5.1. Conclusiones técnicas

Por lo que se refiere al trabajo de diseño, se puede decir que al menos a nivel teórico se ha cumplido el objetivo del proyecto que era la optimización del perfil resistivo de un monopolo cargado para aplicaciones UWB, obteniendo una solución óptima con una fidelidad de los pulsos transmitidos, $SAF = 0,69$, y una eficiencia de radiación media de $0,79$ (solución seleccionada dentro del conjunto de soluciones ofrecido por el Frente de Pareto). A partir de estos datos y comparados con los parámetros correspondientes al monopolo sin cargar, se verifica una mejora en cuanto al SAF del monopolo cargado, al obtenerse un valor de $0,69$, respecto al SAF del monopolo sin cargas que es de $0,58$ (un 16% menos). A cambio, debido a la colocación de las resistencias a lo largo de la antena, se produce una pérdida de eficiencia de radiación al reducirse de un 100% del monopolo sin cargas (considerando conductividad infinita del metal de la antena) hasta un 79% del monopolo con cargas.

Como se ha visto, no ha sido posible la fabricación de la antena con resistencias discretas (comerciales), pero sí que se ha utilizado el perfil resistivo obtenido en este trabajo en la tesis de Pavel Miskovsky para fabricar la antena, depositando una capa fina de aleación de material resistivo sobre vidrio [Kan78]. No obstante, hay que tener en cuenta que es un proceso tecnológicamente complicado y es tema de estudio en su tesis, así como definir un método de medida de la eficiencia de radiación para antenas UWB ya que hasta muy recientemente no se había definido.

Por todo ello se propone como principal línea de investigación futura el hecho de cargar el monopolo con otro modelo de perfil, por ejemplo exponencial, y con elementos capacitivos [Rao69] para así evitar la pérdida de eficiencia de radiación producida por las resistencias.

5.2. Conclusiones personales

Tratándose del primer proyecto de una considerable dificultad que realizo en el ámbito universitario y, teniendo en cuenta el tiempo dedicado, se pueden extraer un conjunto de conclusiones al respecto y que se exponen a continuación.

El proyecto tiene relación o se puede estructurar en varias fases. Una primera fase de investigación y búsqueda de documentación, otra de planificación del diseño y, por último, la ejecución del diseño. La fase en la que en general he trabajado con más intensidad corresponde a la ejecución del diseño, ya que al iniciar el proyecto ya existía un trabajo previo de investigación y documentación.

Por lo que se refiere a los conocimientos y aptitudes que me ha aportado la realización del TFC, puedo decir en primer lugar que me ha servido como acercamiento y una cierta familiarización con una tecnología emergente y de futuro como es UWB, la cual antes de empezar desconocía casi por completo, así como del tipo de antenas que pueden ser útiles para esta tecnología. En segundo lugar, me ha servido de experiencia y de ejemplo de como resolver problemas de optimización multidimensionales con varios objetivos usando algoritmos evolutivos. Por tanto, me ha aportado conocimiento acerca de un algoritmo concreto como es PSO con la posibilidad de tenerlo en cuenta de cara a problemas de optimización en otras situaciones que se me puedan plantear en un futuro laboral o académico. Asimismo, me ha servido para adquirir una cierta habilidad de manejo de Matlab, que al ser una potente herramienta de cálculo considero muy interesante que cualquier ingeniero tenga un cierto conocimiento de ella. También me ha aportado nuevos conocimientos acerca de una herramienta de simulación electromagnética como es NEC, del cual se ha comprobado el buen funcionamiento comparando resultados de simulación y medidos en laboratorio, aunque ya había utilizado la versión SuperNEC en la asignatura de Tecnologías de Radiocomunicaciones.

Otro aspecto interesante ha sido el hecho de familiarizarme con la lectura de artículos técnicos y específicos como son los del IEEE, así como la búsqueda de estos documentos en la página web.

Cabe destacar también, que el TFC es la última tarea académica que realiza el estudiante en ingeniería, es el vínculo entre la carrera y el mundo laboral, por lo que aptitudes que se aprenden al hacer un trabajo de fin de carrera como estructurar, planificar un proyecto, organizarse, redactar la memoria,... las considero muy interesantes tener desarrolladas.

BIBLIOGRAFÍA

[Blu97] T. Bluhm, "Resistors in Microwave Applications", Capacitor and Resistor Technology Symposium. BCcomponents.

<<http://www.vishay.com/company/brands/bccomponents/>>

[Car02] A. Cardama, Ll. Jofre, J.M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, M. Ferrando, *Antenas*, Edicions UPC, Barcelona, 2da edición, 2002.

[Diss06] T. Dissanayake, K. P. Esselle, "Correlation-Based Pattern Stability Analysis and a Figure of Merit for UWB Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 11, pp. 3184-3191, Nov. 2006.

[Ecma07] *Ecma International*, organización internacional dedicada a la estandarización de sistemas computarizados o de comunicación.

<<http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-368.pdf>>

[Ess90] K. P. Esselle and S. Stuchly, "Pulse-receiving characteristics of resistively loaded dipole antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, no. 10, pp. 1677-1683, Oct. 1990.

[FCC02] Federal Communications Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra- Wideband Transmission Systems, April 2002.

<<http://www.wireless.fcc.gov/rules.html>>

[IEC08] International Electrotechnical Commission

<<http://www.iec.ch/>>

[Kan78] M. Kanda, "A relatively short cylindrical broadband antenna with tapered resistive loading for picosecond pulse measurements", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-26, no. 3, pp. 439-446, May 1978.

[Ken95] J. Kennedy and R. C. Eberhart, "Particle swarm optimization" in *Proc. IEEE Conf. Neural Networks IV*, Piscataway, NJ, 1995.

[Lam94] D. Lamensdorf and L. Susman, "Baseband-Pulse-Antenna Techniques", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, no. 1, pp. 20-30, February 1994.

[Mat08] Enlace web de *The MathWorks*, empresa creadora de Matlab.

<<http://www.mathworks.com/>>

[Misk06] P. Miskovsky, J. M. González Arbesú, J. Romeu, "Application of UWB antenna descriptors to lossy dipole performance assessment", *Proc. 2006 IEEE AP- S Int. Symp.*, pp. 175-178.

[NEC81] G.J. Burke and A.J. Poggio, "Numerical Electromagnetics Code (NEC) –Method of Moments", Rep.UCID18834, Lawrence Livermore Lab. Livermore, CA, 1981.

[Rah04] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle Swarm Optimization in Electromagnetics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, February 2004.

[Rao69] B L J. Rao, J E Harris, and W E Zimmerman, "Broadband characteristics of cylindncal antennas with exponentially tapered capacitive loading," *IEEE Trans Antennas Propagat*, vol AP-17, pp 145-151, Mar 1969.

[TID03] Revista de Telefónica, *Comunicaciones I+D* número 31
<http://195.235.92.45/documentos/revista_comunicaciones_i%2Bd/numero31.pdf>

[Wu65] T. T. Wu and R. W. P King, "The cylindrical antenna with non-reflecting resistive loading", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, no. 3, pp. 369-373, May 1965.

ANEXO I

A continuación se describen las tarjetas de datos de NEC utilizadas para introducir las características del monopolo a simular:

- 1- *Comment Cards* (CM,CE), sirven para escribir comentarios o títulos.
- 2- *Wire Specification* (GW), sirve para generar una cadena de segmentos que representa el hilo recto. Se deberán introducir las coordenadas de los tags, el número de segmentos que contiene cada tag y el radio del hilo. Para nuestro diseño se divide el monopolo en 2 tags, uno que corresponde al tag donde se aplicará la alimentación formado por un segmento, y el otro tag constituido por los 16 segmentos restantes.
- 3- *End Geometry Input* (GE), se utiliza para avisar del final de lectura de los datos acerca de la geometría e indicar con un flag si existe plano de masa. Con un '1' se indica existencia de plano de masa.
- 4- *Extended Thin-Wire Kernel* (EK)
- 5- *Frequency* (FR), en esta tarjeta se especifica el rango de frecuencias (en MHz) de trabajo. Se deberá introducir número de pasos para hacer el barrido, así como la frecuencia inicial y el incremento entre pasos.
- 6- *Loading* (LD), es la tarjeta clave para especificar la carga en los segmentos del monopolo. Permite cargar resistivamente así como generar circuitos serie y paralelo RLC y asumir una conductividad finita en los segmentos. La estructura de la tarjeta es la siguiente:

Card:

/2	5	10	15	20	30	40	50	60	70	80
LD	I1	I2	I3	I4	F1	F2	F3	F4	F5	F6
	L	L	L	L	ZLR	ZLI	ZLC	B	B	B
	D	D	D	D				L	L	L
	T	T	T	T				A	A	A
	Y	A	A	A				N	N	N
	P	G	G	G				K	K	K
			F	T						
The numbers along the top refer to the last column in each field.										

Fig. A.1 Estructura tarjeta *Loading*

En el campo *LDTYP* se determina el tipo de carga que se efectúa (RLC serie, RLC paralelo, resistencia...) en la segmentación.

- 7- *Excitation (EX)*, sirve para determinar el tipo de alimentación que se va a utilizar para la estructura a estudiar. Se puede contemplar una excitación tipo fuente de tensión o de corriente, o bien, una onda plana incidente en la estructura. En nuestro caso se aplicará una fuente de tensión de 1V para toda la banda de trabajo.
- 8- *Ground Parameters (GN)*, indica, entre otras cosas, la constante dieléctrica relativa y la conductividad de la masa de la antena. En nuestro caso, poniendo un '1' en el campo correspondiente asumiremos una masa conductora perfecta.
- 9- *Print Control for Current on Wires (PT)*, esta tarjeta controla la escritura de las corrientes en los segmentos. Al poner '-1' en el campo correspondiente se suprime la escritura de las corrientes en todos los segmentos del hilo.
- 10- *Radiation Pattern (RP)*, sirve para configurar las características del diagrama de radiación que se quiere obtener de la simulación. En nuestro caso se computan los campos radiados en el espacio y se tiene en cuenta un plano de masa infinito. Además se indica hacer el cálculo sólo para el corte correspondiente a $\phi=0^\circ$ y θ en el intervalo $[0-90^\circ]$.
- 11- *Execute (XQ)*, ejecuta el programa.

A partir del uso y de una determinada configuración de las tarjetas anteriores se genera un fichero .in que sigue el siguiente modelo:

```
CE Progressively loaded monopole
GW 1,1,0.000000,0.000000,0.000000,0.000000,0.000000,0.001765,0.000800
GW 2,16,0.000000,0.000000,0.000000,0.001765,0.000000,0.000000,0.030000,0.000800
GE 1
EK
FR 0,801,0,0,2500.0000,10.0000
LD 4,1,1,1,33.00000
LD 4,2,1,1,18.00000
LD 4,2,2,2,6.80000
LD 4,2,3,3,1.20000
LD 4,2,4,4,0.27000
LD 4,2,5,5,4.70000
LD 4,2,6,6,12.00000
LD 4,2,7,7,27.00000
LD 4,2,8,8,47.00000
LD 4,2,9,9,68.00000
LD 4,2,10,10,100.00000
LD 4,2,11,11,120.00000
LD 4,2,12,12,180.00000
LD 4,2,13,13,220.00000
LD 4,2,14,14,270.00000
LD 4,2,15,15,330.00000
LD 4,2,16,16,390.00000
EX 0,1,1,0,1,0
GN 1
PT -1
RP 0,91,1,1000,0.0000,0.0000,1.0000,0.0000,5.3100
XQ
```

Fig. A.2 Ejemplo fichero .in de NEC

Por tanto, para cada monopolo que se tenga que cargar con un determinado perfil resistivo se generará un fichero .in con su correspondiente .out.

Por otro lado, el fichero de resultados .out que se genera tiene una estructura como la que se muestra a continuación. En la figura siguiente sólo se muestran los resultados para la simulación con una frecuencia de entrada igual a 2,5 GHz. Para el resto de frecuencias la estructura de datos es idéntica.

```

- - - ANTENNA ENVIRONMENT - - -
      PERFECT GROUND

- - - MATRIX TIMING - - -
FILL=    0.010 SEC.,  FACTOR=    0.000 SEC.

- - - ANTENNA INPUT PARAMETERS - - -
TAG   SEG.  VOLTAGE (VOLTS)  CURRENT (AMPS)  IMPEDANCE (OHMS)  ADMITTANCE (MHOS)  POWER
NO.   NO.   REAL    IMAG.    REAL    IMAG.    REAL    IMAG.    REAL    IMAG.    (WATTS)
1     1     1.00000E+00  0.00000E+00  5.20157E-03  4.29809E-03  1.14245E+02 -9.44014E+01  5.20157E-03  4.29809E-03  2.60079E-03

- - - POWER BUDGET - - -
      INPUT POWER   = 2.6008E-03 WATTS
      RADIATED POWER= 3.0968E-04 WATTS
      STRUCTURE LOSS= 2.2911E-03 WATTS
      NETWORK LOSS  = 0.0000E+00 WATTS
      EFFICIENCY    = 11.91 PERCENT

- - - RADIATION PATTERNS - - -
      RANGE= 5.310000E+00 METERS
      EXP(-JKR)/R= 1.88324E-01 AT PHASE-100.63 DEGREES

- - ANGLES - -
THETA  PHI
DEGREES DEGREES

- POWER GAINS -
VERT.  HOR.  TOTAL
DB     DB     DB

- - - POLARIZATION - - -
AXIAL  TILT  SENSE
RATIO  DEG.

- - - E(THETA) - - -
MAGNITUDE PHASE
VOLTS/M    DEGREES

- - - E(PHI) - - -
MAGNITUDE PHASE
VOLTS/M    DEGREES

0.00  0.00  -999.99 -999.99 -999.99  0.00000  0.00  0.00000E+00 -100.63  0.00000E+00 -100.63
1.00  0.00  -40.48 -999.99 -40.48  0.00000  0.00  LINEAR  7.03437E-04  8.89  0.00000E+00 -100.63
2.00  0.00  -34.46 -999.99 -34.46  0.00000  0.00  LINEAR  1.40681E-03  8.89  0.00000E+00 -100.63
3.00  0.00  -30.94 -999.99 -30.94  0.00000  0.00  LINEAR  2.11007E-03  8.88  0.00000E+00 -100.63
4.00  0.00  -28.44 -999.99 -28.44  0.00000  0.00  LINEAR  2.81315E-03  8.87  0.00000E+00 -100.63
5.00  0.00  -26.51 -999.99 -26.51  0.00000  0.00  LINEAR  3.51598E-03  8.85  0.00000E+00 -100.63
6.00  0.00  -24.92 -999.99 -24.92  0.00000  0.00  LINEAR  4.21850E-03  8.83  0.00000E+00 -100.63
7.00  0.00  -23.59 -999.99 -23.59  0.00000  0.00  LINEAR  4.92065E-03  8.81  0.00000E+00 -100.63
8.00  0.00  -22.43 -999.99 -22.43  0.00000  0.00  LINEAR  5.62237E-03  8.78  0.00000E+00 -100.63
9.00  0.00  -21.41 -999.99 -21.41  0.00000  0.00  LINEAR  6.32357E-03  8.75  0.00000E+00 -100.63
10.00 0.00  -20.50 -999.99 -20.50  0.00000  0.00  LINEAR  7.02420E-03  8.72  0.00000E+00 -100.63
11.00 0.00  -19.67 -999.99 -19.67  0.00000  0.00  LINEAR  7.72417E-03  8.68  0.00000E+00 -100.63
12.00 0.00  -18.92 -999.99 -18.92  0.00000  0.00  LINEAR  8.42341E-03  8.65  0.00000E+00 -100.63
13.00 0.00  -18.23 -999.99 -18.23  0.00000  0.00  LINEAR  9.12184E-03  8.60  0.00000E+00 -100.63
14.00 0.00  -17.59 -999.99 -17.59  0.00000  0.00  LINEAR  9.81937E-03  8.56  0.00000E+00 -100.63
15.00 0.00  -16.99 -999.99 -16.99  0.00000  0.00  LINEAR  1.05159E-02  8.51  0.00000E+00 -100.63
16.00 0.00  -16.43 -999.99 -16.43  0.00000  0.00  LINEAR  1.12114E-02  8.46  0.00000E+00 -100.63
17.00 0.00  -15.91 -999.99 -15.91  0.00000  0.00  LINEAR  1.19057E-02  8.40  0.00000E+00 -100.63
18.00 0.00  -15.42 -999.99 -15.42  0.00000  0.00  LINEAR  1.25987E-02  8.34  0.00000E+00 -100.63
19.00 0.00  -14.96 -999.99 -14.96  0.00000  0.00  LINEAR  1.32903E-02  8.28  0.00000E+00 -100.63
20.00 0.00  -14.52 -999.99 -14.52  0.00000  0.00  LINEAR  1.39804E-02  8.22  0.00000E+00 -100.63
21.00 0.00  -14.10 -999.99 -14.10  0.00000  0.00  LINEAR  1.46689E-02  8.15  0.00000E+00 -100.63
22.00 0.00  -13.70 -999.99 -13.70  0.00000  0.00  LINEAR  1.53557E-02  8.08  0.00000E+00 -100.63
23.00 0.00  -13.32 -999.99 -13.32  0.00000  0.00  LINEAR  1.60405E-02  8.01  0.00000E+00 -100.63

```

Fig. A.3 Ejemplo fichero .out de NEC